www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

JAARGANG 25, 1963, no. 10 blz. 317-348 Verschenen, 13 april 1964

Philips Technisch Tijdschrift

BEHANDELEND TECHNISCHE VRAAGSTUKKEN
SAMENHANGENDE MET DE PRODUKTEN, WERKWIJZEN EN ONDERZOEKINGEN
VAN DE N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN

„COMPATIBLE" EENZIJBANDMODULATIE

door Th. J. van KESSEL *).

621.376.24

In verband met het voortdurend toenemend vermogen en aantal der omroepzenders is een verkleining van de bandbreedte in het frequentiespectrum voor deze zenders wenselijk. Een mogelijkheid daartoe biedt de zg. eenzijbandmodulatie. Bij voorkeur dient deze zodanig te functioneren dat de tot heden gebruikelijke ontvangers bruikbaar blijven. De eenzijbandmodulatie is dan verenigbaar („compatible") met de gebruikelijke tweezijbandenmethode en kan derhalve geleidelijk worden ingevoerd. In dit artikel worden enkele methodes voor het verkrijgen van het vereiste eenzijbandsignaal beschreven, waarbij een nieuwe methode, het zg. kwadrateren, de bijzondere aandacht heeft.

In de radio-omroep wordt een audiofrequent signaal, d.w.z. muziek of spraak, overgebracht door middel van een hoogfrequente elektromagnetische trilling. Daartoe dient deze trilling te worden gemoduleerd met het audiofrequente signaal. In de ontvanger kan dan door demodulatie het gewenste audiofrequente signaal worden herkregen.

Tot nu toe is de meest gebruikte methode van moduleren de zg. amplitudemodulatie. Daarbij wordt de sterkte (amplitude) van de hoogfrequente trilling gevarieerd in het ritme van de over te brengen muziek of spraak. Stel dat dit audiosignaal een eenvoudige cosinustrilling is met de hoekfrequentie p. Het gemoduleerde hoogfrequente signaal zal dan als functie van de tijd de vorm hebben:

$$v(t) = (1 + a\cos pt)\cos \omega t, \quad \text{met } a \leqq 1 . \quad (1)$$

In deze uitdrukking noemt men a de modulatiediepte, terwijl ω de hoekfrequentie van de hoogfrequente trilling is. De modulatiediepte a moet kleiner dan 1 blijven, daar de demodulator (detector) in de ontvanger een „negatieve amplitude" niet van een „positieve" kan onderscheiden.

Het in amplitude gemoduleerde signaal kan worden opgevat als de som van drie ongemoduleerde trillingen. Men kan dat zien door (1) als volgt te schrijven:

$$v(t) = \cos \omega t + \frac{a}{2}\cos (\omega+p)t + \frac{a}{2}\cos (\omega-p)t . \quad \ldots \quad (1a)$$

De laatste twee termen in het rechterlid van (1a) worden de zijfrequenties of de zijbanden genoemd. Zij liggen symmetrisch op de frequentieafstand $\pm p$ van de ongemoduleerde draaggolf. We zien hieruit dat het in amplitude gemoduleerde signaal (1) onnodig veel ruimte in het ter beschikking staande frequentiegebied inneemt, daar de over te brengen informatie in één der zijbanden al geheel aanwezig is. Het is dan ook begrijpelijk dat men — gezien het toenemend gebrek aan frequentieruimte — naar een methode heeft gezocht om de frequentiebreedte van de zender te verminderen. Aanvankelijk heeft men wel voorgesteld één der zijbanden niet uit te zenden. Zonder bepaalde verdere maatregelen is dat echter geen bruikbare methode. Om dit in te zien, gaan we nu eerst na wat er bij weglating van één der zijbanden geschiedt. Dit onderzoek vergemakkelijkt nl. het begrijpen van de methodes die uiteindelijk wèl bruikbaar zijn.

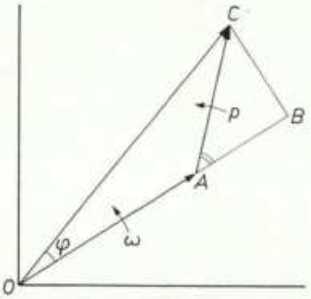
We onderstellen in het volgende steeds dat het uitgezonden signaal moet kunnen worden ontvangen met een ontvanger van het gebruikelijke type, waarin de demodulator reageert op de momentele amplitude van het hoogfrequente signaal. Dit houdt in dat deze ontvanger — zonder omschakelen — ook de normale amplitudemodulatie met twee zijbanden kan ontvangen. De nieuwe vorm van modulatie is dan verenigbaar („compatible") met de normale amplitudemodulatie. Zij kan dan desgewenst geleidelijk worden geïntroduceerd bij de reeds bestaande of nieuw te bouwen omroepzenders.

*) Philips' Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Op de gebruikelijke wijze stellen we nu in *fig. 1* de eerste term van het rechterlid van (1a), d.w.z. de constante draaggolf $\cos \omega t$, voor door de met hoeksnelheid ω roterende vector OA. De tweede term kiezen we vervolgens als de ene zijfrequentie



$$OA = 1$$
$$AC = \tfrac{1}{2}a$$
$$\angle CAB = pt$$
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{1}{2}a \sin pt}{1 + \frac{1}{2}a \cos pt}$$

Fig. 1. Vectorvoorstelling van een in amplitude gemoduleerd hoogfrequent signaal met slechts één zijcomponent (zijband). De draaggolf wordt voorgesteld door de met hoeksnelheid ω roterende vector OA. De zijcomponent AC heeft ten opzichte van OA nog de relatieve hoeksnelheid p, waarbij p de modulatiefrequentie is. De som OC van beide vectoren stelt het hoogfrequente signaal voor. Dit vertoont een niet zuiver sinusvormige amplitudemodulatie en bovendien fazemodulatie.

die zal worden uitgezonden. Zij kan worden voorgesteld door de vector AC, die ten opzichte van OA de relatieve hoeksnelheid p heeft. De momentele waarde van de amplitude van de hoogfrequente trilling is dan gelijk aan de lengte van de vector OC.

Uitgaande van de betrekking:

$$(OC)^2 = (OB)^2 + (BC)^2 =$$
$$= \left(1 + \frac{a}{2}\cos pt\right)^2 + \left(\frac{a}{2}\sin pt\right)^2,$$

volgt uit een elementaire herleiding:

$$OC = \sqrt{1 + \frac{a^2}{4} + a \cos pt}. \quad . \; . \; . \quad (2)$$

Een dergelijke wortelvorm kan met behulp van de binomiaalformule van Newton worden ontwikkeld in de reeks:

$$\sqrt{1 + x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \frac{5x^4}{128} + \ldots .$$

Passen we dit toe op de uitdrukking (2) en nemen we alleen de eerste ons interesserende termen, dan vinden we na enige herleiding:

$$OC = 1 + \frac{a^2}{16} + \frac{a}{2}\left(1 - \frac{a^2}{32}\right)\cos pt - \frac{a^2}{16}\cos 2pt +$$
$$+ \frac{a^3}{64}\cos 3pt + \ldots \quad . \; . \; . \; . \quad (3)$$

We zien hieruit dat bij eenvoudig weglaten van één zijband het tijdsverloop van de amplitude van het hoogfrequente signaal, welk verloop ook wel de „omhullende" wordt genoemd, naast de gewenste audiofrequente modulatie ook hogere harmonischen daarvan bevat. Dit betekent dat na demodulatie het ontvangen audiofrequente signaal vervormd is, vooral bij sterke modulatie. We mogen dan ook concluderen dat de eenzijbandmethode zonder corrigerende maatregelen onbruikbaar is, zoals reeds werd opgemerkt.

Uit fig. 1 kunnen we nog een tweede effect aflezen dat bij het uitzenden van slechts één zijband optreedt. De vector OC, die met het totale hoogfrequente signaal overeenkomt, roteert nl. niet meer met een constante hoeksnelheid ω, maar loopt ten opzichte van OA periodiek voor en achter, met een hoek φ die blijkbaar is gegeven door:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{1}{2}a \sin pt}{1 + \frac{1}{2}a \cos pt}. \quad . \; . \; . \quad (4)$$

Dit betekent dat het eenzijbandsignaal fazemodulatie vertoont. Op zichzelf is dat geen bezwaar, daar een normale amplitude- of omhullende-detector niet op fazemodulatie reageert. We zullen nog zien dat de eenzijbandsignalen die wèl voor toepassing in aanmerking komen, eveneens fazemodulatie vertonen.

Indien het zou gelukken de eenzijbandmodulatie zodanig uit te voeren dat de genoemde vervorming door hogere harmonischen in de omhullende van het eenzijbandsignaal niet optreedt, zou men twee voordelen bereiken. De vermindering van de bandbreedte van de zender is reeds genoemd. Bij de voortdurend toenemende behoefte aan zenders in het voor omroepdoeleinden beschikbare frequentiegebied, zou eenzijbandmodulatie de mogelijkheid van meer zenders of van minder onderlinge storing van de zenders betekenen.

Een tweede voordeel is dat men in een smallere frequentieband minder ruis en soortgelijke storingen ontvangt. De ontvangen storingsenergie is in het algemeen nl. evenredig aan de bandbreedte van de ontvanger. Algemene invoering van eenzijbandmodulatie zou dus tot verbetering van de signaal-ruisverhouding met een factor 2 kunnen leiden. Bij gelijkblijvend vermogen wordt het door een zender bestreken gebied daardoor groter.

We zullen nu drie methodes bespreken waarmee de vervorming in het ongecorrigeerde eenzijbandsignaal (2) resp. (3) kan worden gereduceerd. Daarbij zal de derde te bespreken methode, nl. die van het „kwadrateren" van dit signaal, de bijzondere aandacht hebben. Deze methode is uitgedacht en ontwikkeld in het Natuurkundig Laboratorium van Philips te Eindhoven [1]).

[1]) Th. J. van Kessel, F. L. H. M. Stumpers en J. M. A. Uyen, A method for obtaining compatible single-sideband modulation, E.B.U. Review, Part A, no. 71, 12-19, 1962.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Toepassing van tegenkoppeling

Een voor de hand liggende methode ter vermindering van de vervorming in de omhullende van het eenzijbandsignaal is in *fig. 2* schetsmatig voorgesteld. Zij is anoloog aan de methode tot vervormingsvermindering door middel van tegenkoppeling in de laagfrequentietechniek.

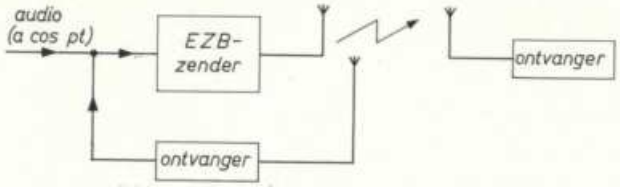


Fig. 2. Toepassing van het principe der tegenkoppeling bij eenzijbandmodulatie. De aanvankelijk niet vervormingsvrije amplitudemodulatie van het uitgezonden hoogfrequente signaal wordt na detectie in tegenfaze bij het modulerende audiosignaal gevoegd.

Het audiosignaal wordt toegevoerd aan een zender met normale amplitudemodulatie, waarin door middel van een filter één der zijbanden wordt verwijderd. Het door deze zender uitgezonden signaal vertoont dus de in het voorgaande besproken vervorming van de omhullende. Dit vervormde signaal wordt ter plaatse ontvangen en gedetecteerd. Het zo verkregen audiosignaal wordt vervolgens in tegenfaze toegevoegd aan het oorspronkelijke audiosignaal dat de zender moduleert. Het resultaat zal zijn een vermindering van de vervorming in het uitgezonden hoogfrequente signaal.

We zullen deze methode hier niet gedetailleerd bespreken, maar alleen iets zeggen over het resultaat. Zonder berekeningen kan nl. wel ingezien worden dat het uitgezonden signaal zich verder zal gaan uitstrekken in het frequentiespectrum aan de zijde van de uitgezonden zijband. Immers, om de tweede harmonische in het gedetecteerde signaal te doen verdwijnen, zal het hoogfrequente signaal een compenserende zijcomponent met de frequentie $\omega+2p$ moeten bevatten, enz. We krijgen dus een verbreding van het uitgezonden frequentiespectrum aan één zijde, die de beoogde bandbreedtebeperking weer gedeeltelijk verloren zal doen gaan. In het volgende zal echter blijken dat dit bezwaar in de praktijk niet groot behoeft te zijn. Het voornaamste bezwaar van deze methode is veeleer een technische kwestie: het is praktisch onmogelijk voldoende tegenkoppeling aan te brengen. Evenals bij andere tegengekoppelde systemen treedt nl. ten gevolge van fazedraaiingen, die hier in het bijzonder ontstaan in het eenzijbandfilter, spoedig instabiliteit op. Het systeem gaat dan genereren of „rondzingen". Voor technische toepassing moet dus een andere werkwijze worden gezocht.

Het combineren van faze- en amplitudemodulatie

We zagen reeds dat bij weglating van een zijband het hoogfrequente signaal fazemodulatie gaat vertonen. Door Kahn [2]) is een methode aangegeven voor het verkrijgen van „compatible" eenzijbandmodulatie die juist van deze fazemodulatie een nuttig gebruik maakt. Daar de omhullende uiteindelijk niet vervormd mag zijn, zal men in principe een hoogfrequent signaal willen uitzenden van de vorm:

$$v(t) = (1 + a\cos pt)\cos\left[\omega t + \Omega(pt)\right]. \quad . \quad . \quad (5)$$

Daarbij is de vraag aan welke voorwaarde de fazemodulatie $\Omega(pt)$ moet voldoen opdat het signaal een eenzijbandsignaal zal zijn. In verg. (5) heeft ω weer de betekenis van draagolffrequentie en is $a\cos pt$ weer het audiosignaal.

Uit berekeningen volgt dat de vereiste $\Omega(pt)$ vrij goed benaderd kan worden door uit te gaan van de „normale" fazemodulatie (4) en vervolgens de fazezwaai een factor 1,4 te vergroten. Dit wordt verwezenlijkt door de frequentie eerst met 7 te vermenigvuldigen en de resulterende frequentie vervolgens door 5 te delen. Dergelijke transformaties van een draaggolffrequentie, waarbij de modulatiefrequentie niet verandert, behoren tot de normale praktijk van de radiotechniek.

In *fig. 3* wordt het blokschema van het systeem van Kahn weergegeven. Een draaggolf met een frequentie die $\frac{5}{7}$ van de gewenste waarde bedraagt, wordt in amplitude gemoduleerd met het audiosignaal, waarna een zijband wordt onderdrukt. Een begrenzer snijdt de amplitudemodulatie van het aldus verkregen eenzijbandsignaal af, zodat een uitsluitend in faze gemoduleerde draaggolf overblijft. Vervolgens wordt deze draaggolf op de aangeduide wijze met de factor $\frac{7}{5}$ in frequentie vermenigvuldigd, waarna hij in een modulator opnieuw met het audiosignaal in amplitude wordt gemoduleerd. Het signaal dat op deze wijze ontstaat, is een zeer redelijke

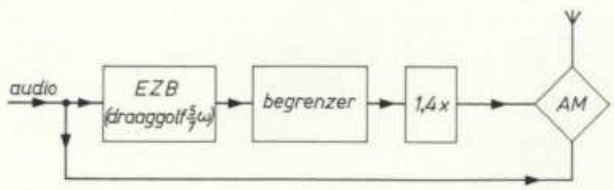


Fig. 3. Schematische voorstelling van een eenzijbandzender waarin faze- en amplitudemodulatie worden gecombineerd. Van het oorspronkelijke eenzijbandsignaal wordt door middel van een begrenzer de amplitudemodulatie verwijderd. Vervolgens wordt de fazemodulatie met de factor 1,4 vergroot, waarna het hoogfrequente signaal opnieuw in amplitude wordt gemoduleerd.

[2]) L. R. Kahn, Compatible single sideband, Proc. Inst. Radio Engrs. **49**, 1503-1527, 1961.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

benadering van het ideale eenzijbandsignaal met een onvervormde omhullende. Voor verdere bijzonderheden omtrent dit systeem, dat bij enkele zenders toepassing heeft gevonden in de Verenigde Staten, verwijzen we naar het genoemde artikel [2]).

De kwadrateermethode

In de aanvang van dit artikel is reeds gememoreerd dat een normaal in amplitude gemoduleerd signaal uit drie equidistante componenten bestaat: de draaggolf in het midden, en aan weerskanten een component met een frequentieverschil dat gelijk is aan de modulerende audiofrequentie p. De som van deze componenten is een in amplitude gemoduleerd hoogfrequent signaal zonder vervorming van de omhullende.

De nu te bespreken werkwijze ter verkrijging van een eenzijbandsignaal met onvervormde omhullende berust op het merkwaardige feit dat men drie equidistante componenten ook zodanig kan kiezen dat een der *buitengelegen* componenten als draaggolf gaat fungeren.

Ter verduidelijking van de nieuwe werkwijze behandelen we daarom eerst afzonderlijk de vraag onder welke omstandigheden een hoogfrequent signaal met drie componenten van de frequenties ω, $\omega+p$ en $\omega+2p$ een onvervormde omhullende met de modulatiefrequentie p heeft.

In het algemeen stellen we dus:

$$v(t) = A\cos\omega t + B\cos(\omega+p)t + C\cos(\omega+2p)t\,, \quad \ldots \quad (6)$$

en we willen vervolgens A, B en C zo kiezen dat de omhullende van dit signaal de vorm heeft:

$$m(t) = P + Q\cos pt\,. \quad \ldots\ldots \quad (7)$$

Wanneer men dit probleem analyseert, blijkt dat het gewenste resultaat op twee manieren kan worden bereikt, die respectievelijk gegeven zijn door:

$$B = P,\quad A = C = Q/2 \quad \ldots\ldots \quad (8)$$

en door:

$$B = Q,\quad 4AC = B^2,\quad A + C = P\,. \quad \ldots \quad (9)$$

Het door (8) gegeven eerste geval is te herkennen als een normaal in amplitude gemoduleerd signaal met twee zijbanden, waarbij de B-component in (6) als draaggolf fungeert. Dit geval levert dus geen nieuw inzicht op.

Het door (9) gegeven tweede geval levert echter wel een interessante nieuwe mogelijkheid. Daar Q de modulatiediepte aangeeft, kunnen we wegens $B = Q$ de B-component als zijband opvatten. Daar A en C in (9) symmetrisch voorkomen, kunnen we vervolgens één dezer componenten als draaggolf kiezen. De andere wordt dan een corrigerende zijcomponent, op de frequentieafstand $2p$, die samen met de B-component een onvervormde omhullende geeft. Het is deze mogelijkheid die ten grondslag ligt aan de derde of kwadrateermethode, die in het volgende besproken zal worden.

Dat het door (6) en (7) gepostuleerde signaal inderdaad voert tot de door (8) en (9) gegeven mogelijkheden, kan als volgt worden ingezien. Berekent men met de door fig. 1 in principe gegeven methode het kwadraat van de omhullende van het door (6) gedefinieerde signaal, dan vindt men:

$$[m(t)]^2 = (A-C)^2 + B^2 + 2B(A+C)\cos pt + 4AC\cos^2 pt\,.$$

Wegens (7) moet dit corresponderen met:

$$[m(t)]^2 = P^2 + 2PQ\cos pt + Q^2\cos^2 pt\,.$$

We moeten dus concluderen:

$$\left.\begin{aligned} (A-C)^2 + B^2 &= P^2,\\ B(A+C) &= PQ,\\ 4AC &= Q^2\,. \end{aligned}\right\} \quad \ldots\ldots \quad (7a)$$

Men kan dit opvatten als drie vergelijkingen met de twee onbekenden P en Q. Wil hiervoor een oplossing bestaan, dan moeten de drie vergelijkingen onderling afhankelijk zijn. Deze afhankelijkheid, die ons een relatie tussen A, B en C levert, is blijkbaar gegeven door: $P^2Q^2 = (PQ)^2$. We mogen dus stellen:

$$[B(A+C)]^2 = 4AC\,[(A-C)^2 + B^2]\,.$$

Bij uitwerking levert dit op:

$$B^2(A-C)^2 = 4AC(A-C)^2\,.$$

Hieruit volgt $A = C$, óf $B^2 = 4AC$. Samen met de drie vergelijkingen (7a) levert dit juist de gevallen (8) en (9).

Het toevoegen van een corrigerende zijcomponent op de dubbele frequentieafstand van de draaggolf heeft, althans in principe, het nadeel dat de beoogde bandbreedtebeperking weer verloren gaat. Er is echter een omstandigheid waardoor dit nadeel bij praktische toepassing in feite niet bestaat. Uit verg. (3) blijkt nl. dat de vervorming van het ongecorrigeerde eenzijbandsignaal alleen ernstig wordt bij grote modulatiediepte. De ervaring leert nu dat grote modulatiediepte bij uitzending van muziek of spraak uitsluitend optreedt bij lage audiofrequenties, dus lager dan b.v. 1000 à 2000 Hz. Het is dus voldoende de corrigerende zijcomponent behorende bij deze frequenties toe te voegen, en deze blijft binnen het frequentiespectrum dat ook bij ongecorrigeerde eenzijbandmodulatie wordt uitgezonden. (Soortgelijke overwegingen gelden ook voor de andere genoemde methodes ter verkrijging van een „compatible" eenzijbandsignaal.)

Een voordeel van de methode met de corrigerende zijcomponent is dat het nodige signaal gemakkelijk kan worden verkregen. Om dit in te zien, stellen we ter vereenvoudiging in (6): $A = 1$ en $B = 2b$. In verband met verg. (9) volgt dan: $C = b^2$, $P = 1 + b^2$ en $Q = 2b$. Het gewenste hoogfrequente signaal heeft dan de vorm:

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

$$v(t) = \cos \omega t + 2b \cos (\omega + p)t + b^2 \cos (\omega + 2p)t . \quad . \; . \; . \quad (6a)$$

Dit signaal verkrijgt men door uit te gaan van een normaal eenzijbandsignaal met $\omega/2$ als draaggolffrequentie, dat de vorm heeft:

$$v(t) = \cos \frac{\omega}{2} t + b \cos \left(\frac{\omega}{2} + p \right) t . \quad . \quad (10)$$

Wanneer men dit signaal *kwadrateert* en vervolgens de hoogfrequente componenten in de omgeving van de frequentie ω selecteert, ontstaat het verlangde signaal (6a). Het kwadrateren geschiedt door het signaal (10) toe te voeren aan een versterktrap met een niet-lineaire, bij voorkeur kwadratische, karakteristiek, waarachter een op de frequentie ω afgestemd netwerk is geschakeld. Dit is een normale radiotechnische procedure.

Deze „kwadrateermethode" zou inderdaad wel een zeereenvoudige oplossing zijn voor „compatible" eenzijbandmodulatie — verder CEZB te noemen — indien er niet toch nog een bezwaar aan was verbonden. Het blijkt nl. dat bij modulatie met twee of meer audiofrequenties intermodulatievervorming in de omhullende optreedt [1]).

Stel dat het signaal vóór het kwadrateren de vorm heeft:

$$v_1(t) = \cos \frac{\omega}{2} t + b_1 \cos \left(\frac{\omega}{2} + p_1 \right) t + b_2 \cos \left(\frac{\omega}{2} + p_2 \right) t . \quad . \; . \; . \quad (11)$$

Na het kwadrateren vindt men dan als omhullende:

$$m_2(t) = 1 + b_1^2 + b_2^2 + 2b_1 \cos p_1 t + \\ + 2b_2 \cos p_2 t + 2b_1 b_2 \cos (p_2 - p_1) t . \quad (12)$$

Om de kwadrateermethode werkelijk bruikbaar te maken voor CEZB, is het nodig de laatste term in (12), die we de produkt- of intermodulatieterm noemen, te onderdrukken. De wijze waarop dit gebeurt, zullen we nu bespreken.

Het elimineren van de intermodulatie uit de amplitude van het gekwadrateerde signaal

De storende intermodulatie wordt uit de omhullende van het gekwadrateerde signaal verwijderd door in een amplitudebegrenzer de amplitudemodulatie van het signaal „af te strijken" en het restant opnieuw te moduleren met het onvervormde audiofrequente signaal. De praktische uitvoering van deze bewerkingen zal aanstonds aan de hand van een blokschema worden toegelicht. Eerst moeten we echter nog een principiële opmerking maken.

Door de genoemde bewerkingen verandert de fazemodulatie van het hoogfrequente signaal niet, wel echter de spectrale samenstelling. Want de spectrale samenstelling na het kwadrateren past uiteraard slechts bij de door verg. (12) gegeven vervormde omhullende, d.w.z. de omhullende mèt de intermodulatieterm. Het verdwijnen van de intermodulatieterm is te danken aan de toevoeging van twee nieuwe zijcomponenten op de frequentieafstand $p_2 - p_1$ ter weerszijden van de draaggolf. Dit is voorgesteld in *fig. 4b*, terwijl in fig. 4*a* de bij verg. (12) passende ongecorrigeerde spectrale samenstelling is aangegeven. (De nieuwe zijcomponenten geven samen een amplitudemodulatie die de intermodulatieterm juist teniet doet.)

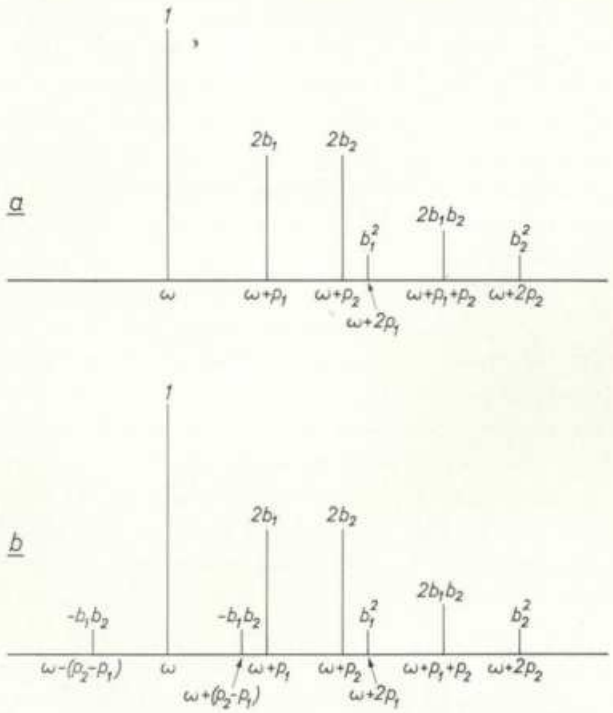


Fig. 4. *a*) Frequentiespectrum van een met de twee audiofrequenties p_1 en p_2 gemoduleerd eenzijbandsignaal dat verkregen is met behulp van de kwadrateermethode. Het spectrum bevat een intermodulatiecomponent $\omega + p_1 + p_2$, die merkwaardigerwijze samengaat met het voorkomen van de verschiltoon $p_2 - p_1$ in de door verg. (12) gegeven omhullende van het signaal. Deze omhullende bevat de somfrequentie $p_2 + p_1$ dus juist niet.
b) Wanneer door middel van begrenzen en hermoduleren de storende intermodulatieterm uit de amplitudemodulatie is verdwenen, blijkt het frequentiespectrum iets breder te zijn geworden. De twee in (*a*) nog niet voorkomende componenten heffen de storende verschilfrequentie in de omhullende juist op.

Door het elimineren van de intermodulatie krijgt het uitgezonden frequentiespectrum dus een verbreding aan de zijde van de niet-uitgezonden zijband. Van grote betekenis is deze verbreding echter niet, daar het hier gaat om de verschilfrequenties van laagfrequente tonen p_2 en p_1, die ieder reeds vrij laag zijn. Want alleen bij deze komen modulatiediepten voor die tot ernstige vervorming aanleiding kunnen geven, zoals reeds werd opgemerkt.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

We zijn thans voldoende gevorderd om het in *fig. 5* getekende blokschema van een complete zendinstallatie voor CEZB te kunnen bespreken. Links wordt het audiofrequente spraak- of muzieksignaal aangeboden aan een EZB-modulator, waaraan ook de draaggolf van de frequentie $\omega/2$ wordt toegevoerd. De technische uitvoering van deze modulator is zodanig dat hij alleen de in verg. (10) voorkomende zijband afgeeft. Vóór het kwadrateren kan plaatsvinden, moet dus eerst nog draaggolf worden toegevoegd. Dit geschiedt in het met een plusteken aangeduide onderdeel. Over de betekenis van het als „expander" aangeduide onderdeel zullen we aanstonds iets zeggen.

Het kwadrateren en begrenzen van de amplitude wordt uitgevoerd door de twee volgende bewerkingstrappen in het blokschema. Aan de uitgang van de begrenzingstrap wordt dus een uitsluitend in faze gemoduleerd signaal aangeboden aan de zender. In deze zender komt de hermodulatie met het onvervormde audiosignaal tot stand. Over de wijze waarop dit audiosignaal wordt verkregen, is nog enige toelichting nodig.

De eenvoudigste werkwijze zou zijn het moduleren van de zender met het oorspronkelijke audiosignaal waarmee ook de EZB-modulator wordt gemoduleerd. Dit is echter niet mogelijk omdat in deze modulator met zijn EZB-filter fazedraaiing van de audiofrequentie optreedt. Het oorspronkelijke audiosignaal „past" dus niet meer bij het eenzijbandsignaal. Daarom moet de hermodulatie worden uitgevoerd met een audiosignaal dat van het EZB-signaal wordt afgeleid.

In de in fig. 5 aangegeven „produkt-demodulator" wordt het EZB-signaal, d.w.z. de zijband van het door verg. (10) gegeven signaal, gemengd met de draaggolf van de frequentie $\omega/2$. Als resultaat van deze bewerking verkrijgt men de audiofrequentie p. Hiermee wordt de zender ten slotte in amplitude gemoduleerd.

Introductie van een niet-lineair element

We moeten nu nog de functie bespreken die het in fig. 5 als „expander" aangeduide element heeft. Deze is het compenseren van een verandering in de modulatiediepte, die als gevolg van het kwadrateren optreedt.

We zagen nl. reeds dat het signaal (6), resp. (6a), de door (7) gegeven modulatiediepte Q/P heeft. In verband met de relaties (9) volgt nu dat van het signaal (6a) de modulatiediepte is:

$$\frac{Q}{P} = \frac{2b}{1 + b^2}. \quad \ldots\ldots \quad (13)$$

Daar vóór het kwadrateren de modulatiediepte b is, zien we dat door deze bewerking de modulatiediepte voor kleine waarden van b nagenoeg wordt verdubbeld. Voor grote waarden van b is dat niet meer het geval. Algemeen gezegd, geeft verg. (13) een niet-lineair verband tussen de modulatiediepte vóór en nà het kwadrateren.

Het audiosignaal waarmee de zender wordt gemoduleerd, wordt ontleend aan het hoogfrequente signaal vóór het kwadrateren. In het algemeen is dit audiosignaal dus evenredig aan b en het past dus niet nauwkeurig bij de door (13) gegeven vereiste modulatiediepte.

Men kan aan dit bezwaar wel voor een deel tegemoet komen door (13) als functie van b te benaderen door een lineair verband, waarbij de modulatiediepte dus wat kleiner wordt dan $2b$. Deze methode, die uitvoerig is behandeld in het genoemde artikel [1]), zullen we hier niet bespreken. Een betere methode is nl. het doen verdwijnen van de niet-lineariteit. Dit gebeurt in het blokschema van fig. 5 door de uitgezonden zijband vóór het kwadrateren niet-lineair te versterken. In de getekende „expander" worden de grote waarden van het eenzijbandsignaal dus meer versterkt dan de kleine. In combinatie met de niet-lineaire functie (13) ontstaat dan weer een modulatiediepte die evenredig is aan het oorspronkelijke audiosignaal.

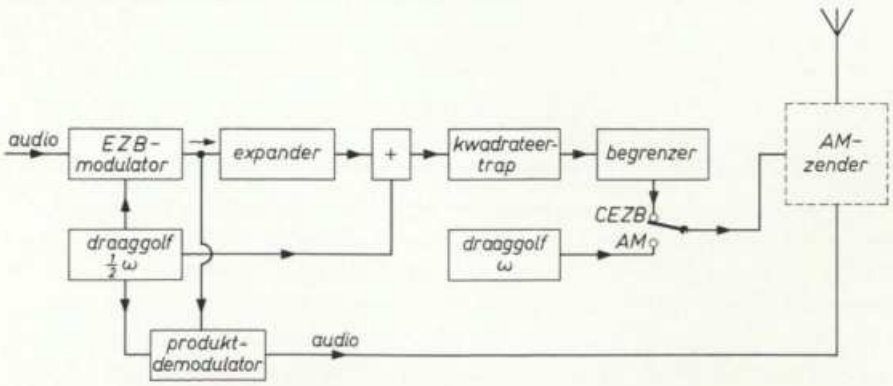


Fig. 5. Compleet blokschema van een zender voor „compatible" eenzijbandmodulatie volgens de bij Philips ontwikkelde kwadrateermethode. De frequentie van het primaire eenzijbandsignaal wordt daarbij verdubbeld. De niet-linaire vervorming van de modulatiediepte in de kwadrateertrap wordt opgeheven door middel van de voorafgaande „expander". Aan de AM-zender wordt een uitsluitend in faze gemoduleerd signaal toegevoerd, dat opnieuw in amplitude wordt gemoduleerd. De vervormingsvrijheid van de uiteindelijke amplitudemodulatie wordt daardoor gewaarborgd.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Uiteraard zou men ook het audiosignaal, vóór dit voor het hermoduleren wordt gebruikt, aan een niet-lineaire verzwakking of compressie kunnen onderwerpen. De desbetreffende „compressor" zou dan achter de produkt-demodulator moeten worden opgenomen. De constructie van een dergelijke niet-lineaire audioversterker is in verband met het voldoend klein houden van de vervorming echter moeilijker dan die voor een hoogfrequent signaal.

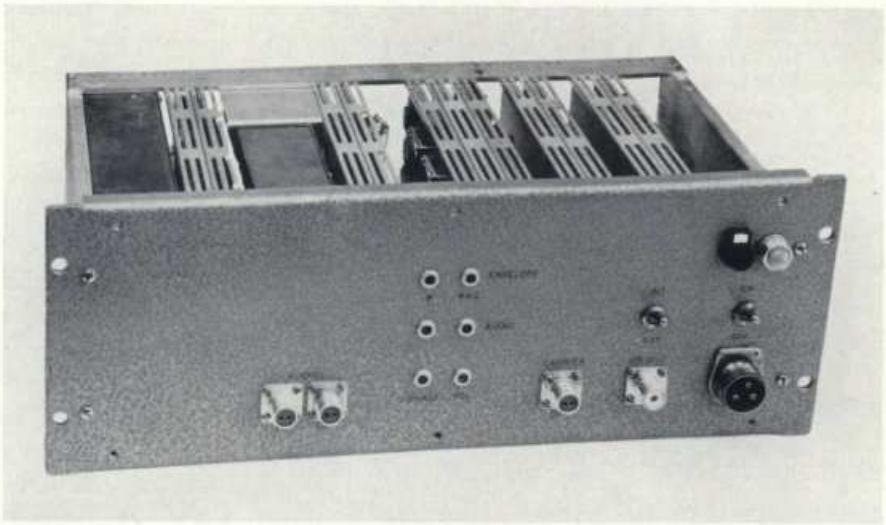


Fig. 6. Uitvoeringsvoorbeeld van een schakeleenheid die alle elementen bevat die vereist zijn om een normale AM-zender geschikt te maken voor CEZB volgens de kwadrateermethode. Samen met deze zender correspondeert het afgebeelde apparaat met het blokschema fig. 5. Uit de relatief kleine afmetingen blijkt dat het experimenteren met, of de invoering van, CEZB volgens deze methode technisch weinig moeilijkheden biedt.

De in fig. 5 voorkomende begrenzer die tot taak heeft de amplitudemodulatie van het eenzijbandsignaal te onderdrukken, werkt in het algemeen slechts goed tot modulatiediepten van ca. 95%. De momentele waarde van de amplitude mag nl. niet te klein worden. Het door de kwadrateertrap afgegeven signaal mag dus niet tot 100% in amplitude worden gemoduleerd. Uiteraard is het echter wèl mogelijk in de AM-zender tot 100% te hermoduleren. In principe wordt van deze mogelijkheid gebruik gemaakt. Het ten volle gemoduleerde signaal past dan uiteraard niet meer geheel bij de aanwezige fazemodulatie. Dit houdt in dat het vol gemoduleerde signaal een kleine verandering van spectrale samenstelling zal vertonen. De vervorming die daaruit bij ontvangst kan voortvloeien, blijft echter zeer klein ten opzichte van de vervorming die als regel toch reeds in een normale ontvanger optreedt. Deze laatste zal in het volgende nog worden besproken.

Tot slot van de beschrijving van de in fig. 5 aangegeven zendinstallatie wijzen we nog op een interessante mogelijkheid. Daar de AM-zender tot 100% wordt gemoduleerd met een niet-vervormd audiosignaal, kan deze zender gemakkelijk worden omgeschakeld op normale amplitudemodulatie. Daartoe behoeft men het door de begrenzer afgeleverde en in faze gemoduleerde hoogfrequente signaal slechts te vervangen door een ongemoduleerde draaggolf van de frequentie ω. In de figuur is dit aangeduid door de schakelaar die in de stand CEZB of AM kan worden gezet. Ook aan de zenderkant is de beschreven methode dus geheel „compatible" met de tot nu toe gebruikelijke wijze van amplitudemodulatie.

In *fig. 6* ziet men een uitvoeringsvorm van een schakeleenheid die alle in fig. 5 voorkomende elementen bevat, behalve de normale AM-zender. Uit de relatief kleine afmetingen blijkt wel voldoende dat het experimenteren met, of de invoering van, CEZB volgens de beschreven methode technisch gemakkelijk te verwezenlijken is.

Metingen aan het kwadrateersysteem

In samenwerking met het Staatsbedrijf der Posterijen, Telegrafie en Telefonie zijn metingen verricht aan een in het middengolfgebied werkende zender van 10 kW, die gestuurd werd met signalen afkomstig uit een CEZB-modulator volgens de beschreven methode. Uit de resultaten blijkt dat de lineaire, niet-lineaire en intermodulatievervorming niet noemenswaard verschillen van die bij normale amplitudemodulatie (AM) van dezelfde zender.

De zijbandonderdrukking was, bij een modulatiediepte van resp. 50%, 80% en 90%, beter dan 40 dB, 35 dB en 30 dB. Men mag hieruit concluderen dat het antennesignaal geheel voldoet aan de eisen die bij CEZB moeten worden gesteld.

In verband met een mogelijke invoering van CEZB-modulatie is het van bijzonder belang te weten welke resultaten men verkrijgt bij ontvangst met een normale voor AM bestemde ontvanger. Van deze resultaten zullen we nu een overzicht geven.

De kwaliteit wordt voornamelijk bepaald door de doorlaatkarakteristiek van de middenfrequentiefilters in de ontvanger. Deze moeten zo zijn ingesteld dat de verhouding tussen de drie componenten van het CEZB-signaal niet wordt verstoord. Daar de corrigerende zijcomponent alleen van belang is bij

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

betrekkelijk lage audiofrequenties, zoals reeds is uiteengezet, is aan de genoemde eis in het algemeen wel voldaan.

In *fig. 7* zijn voor een normale ontvanger de lineaire en de niet-lineaire vervorming weergegeven als functie van de audiofrequentie p, zowel voor AM als voor CEZB, bij 50% modulatiediepte. Bovendien is voor de CEZB het meetresultaat ook gegeven voor ver-

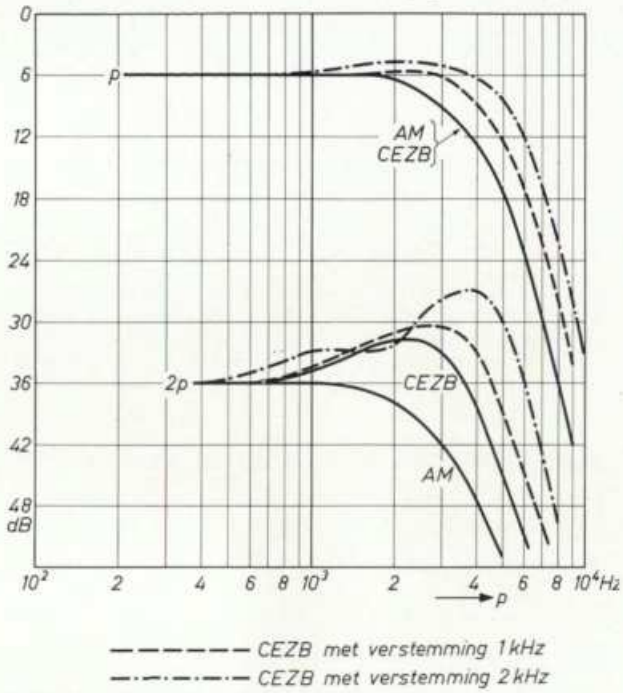


Fig. 7. Frequentiekarakteristiek en niet-lineaire vervorming bij ontvangst van normale AM en van CEZB met een gangbaar ontvangtoestel voor AM bij 50% modulatiediepte. Voor de niet-lineaire vervorming kan de sterkte van de tweede harmonische ($2p$) representatief worden geacht. Door een verstemming van 1 à 2 kHz van de ontvanger kan bij CEZB een betere weergave van de hoge audiofrequenties worden verkregen zonder een hinderlijke toeneming van de niet-lineaire vervorming. Bij de interpretatie van de krommen dient men te overwegen dat bij spraak en muziek een modulatiediepte van 50% vrijwel nooit voorkomt bij frequenties boven 1 kHz. Bij kleinere modulatiediepte neemt de vervorming kwadratisch af.

stemmingen van de ontvanger van resp. 1 en 2 kHz. De nieuwe modulatiemethode geeft immers de mogelijkheid, dank zij de kleinere bandbreedte, door een kleine verstemming een betere weergave van de hoge audiofrequenties te verkrijgen. Het resultaat: minder lineaire vervorming zonder een storende toeneming van de niet-lineaire vervorming, is in de figuur zichtbaar.

Uit het verloop van de krommen voor de tweede harmonische, $2p$, die representatief kunnen worden geacht voor de niet-lineaire vervorming, blijkt dat deze voor de audiofrequenties boven ca. 1000 Hz bij CEZB wel groter is dan bij AM. Daarbij kan nog eens worden opgemerkt dat een modulatiediepte van 50% bij deze frequenties slechts zelden voorkomt. De toeneming van de vervorming kan gemakkelijk worden verklaard door de verzwakking die de corrigerende zijcomponent in het middenfrequentiefilter ondergaat. Bij verstemming van de ontvanger verandert de verhouding tussen de componenten van het gedetecteerde signaal. Ook dat heeft toeneming van de niet-lineaire vervorming voor de hogere audiofrequenties ten gevolge.

We zien echter dat boven ca. 3000 Hz de niet-lineaire vervorming weer afneemt. Dit hangt samen met de omstandigheid dat ook de hoofdzijcomponent dan een verzwakking ondervindt. Uit verg. (6a) is nl. te zien dat de corrigerende zijcomponent dan kwadratisch dient af te nemen om weer een vervormingsvrij hoogfrequent signaal te kunnen doen ontstaan. Deze kwadratische verzwakking ontstaat ten naaste bij in het middenfrequentiefilter.

De energieverdeling van spraak of muziek in het audiofrequente spectrum is zodanig dat tonen boven 2 kHz slechts zelden meer dan 15% van de totale modulatie vertegenwoordigen. Dit betekent dat voor die tonen de correctiecomponent feitelijk onbelangrijk en de ongecorrigeerde EZB reeds voldoende vervormingsvrij is. Daarom is inderdaad bij CEZB een verstemming van de ontvanger toelaatbaar en verkrijgt men in de praktijk een merkbaar betere weergave van de hoge tonen zonder een noemenswaardige toeneming van de niet-lineaire vervorming. Het is deze verbetering van de ontvangstkwaliteit die naast de reeds genoemde argumenten wel in het bijzonder voor de geleidelijke invoering van CEZB pleit.

De storing tussen de zenders onderling

Behalve de ontvangstkwaliteit bij gebruik van een ontvanger van het gangbare type is ook de onderlinge storing van de zenders een factor van betekenis bij de beoordeling van CEZB. In verband daarmee zijn storingsmetingen uitgevoerd volgens het in *fig. 8* aangegeven schema.

Een standaardprogramma, bestaande uit gefilterde ruis met een energieverdeling overeenkomende met die van muziek, wordt via de eerste zender en een daarop afgestemde ontvanger overgebracht. Op

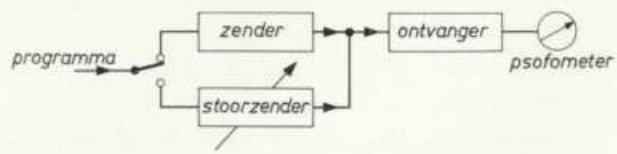


Fig. 8. Meetopstelling ter bepaling van de onderlinge storing van twee zenders, zowel bij normale AM als bij CEZB. De gewenste zender en de stoorzender worden beurtelings met een standaardprogramma gemoduleerd. Nagegaan wordt hoe groot de sterkteverhouding der zenders is als de stoorzender even sterk wordt gehoord als de gewenste zender. Een in de psofometer aanwezig filter bootst daarbij de oorgevoeligheidskarakteristiek na.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

de uitgang van de ontvanger is een psofometer aangesloten waarmee de sterkte van het programma wordt gemeten. (Een psofometer is een voltmeter, voorafgegaan door een filter dat de oorgevoeligheid nabootst.)

Vervolgens wordt het programma overgeschakeld op een stoorzender, die eveneens is aangesloten op de ingang van de ontvanger. Men regelt, bij een zeker verschil tussen de draaggolffrequenties van zender en stoorzender, de sterkte van de laatste zodanig dat de psofometer weer dezelfde uitslag geeft.

Op deze wijze zijn de krommen van *fig. 9* verkregen, waarin de sterkteverhouding van de zenders is uitgezet als functie van het frequentieverschil. Wordt bij de meting niet op dezelfde, maar op een kleinere uitslag van de stoorzender ingesteld, dan kunnen de gevonden krommen dienovereenkomstig in verticale richting worden verschoven Bij de meting worden drie gevallen onderscheiden:

1) Beide zenders hebben normale amplitudemodulatie (getrokken kromme).
2) Beide zenders hebben CEZB-modulatie met de zijband aan dezelfde zijde van de draaggolf (gestreepte kromme).
3) Beide zenders hebben CEZB-modulatie met de zijband aan verschillende zijden van de draaggolf (streep-stip-kromme).

Of men na de eventuele invoering van CEZB te maken zal hebben met geval (2) of soms ook met geval (3), hangt van de te treffen regelingen af en valt nog niet te voorzien. Beide gevallen moesten dus bij de metingen worden onderzocht. Bij toepassing van CEZB werd de ontvanger 2 kHz verstemd, daar dit dan wel als de normale gebruikswijze mag worden beschouwd.

Het verloop van de krommen kan het beste worden verklaard door ten aanzien van het frequentieverschil tussen de zenders drie gebieden afzonderlijk te bezien.

a) Indien het frequentieverschil zo klein is dat de interferentietoon van de draaggolven valt in het gebied van geringe oorgevoeligheid, d.w.z. beneden ca. 100 Hz, wordt de storing grotendeels veroorzaakt door de modulatie van de stoorzender. In het geval van AM (geval 1) zijn zender en stoorzender onder deze omstandigheden als het ware verwisselbaar, en de stoorzender zal even sterk moeten zijn als de gewenste zender om de storing dezelfde meteruitslag te doen geven als het standaardprogramma. In het geval (2), d.i. CEZB met de zijband van beide zenders aan dezelfde zijde, is de situatie nog vrijwel dezelfde. Anders wordt het in het geval (3), d.i. CEZB met de zijband van de gewenste zender en die van de stoorzender aan verschillende zijden van de draaggolf: ten gevolge van de verstemming van de ontvanger wordt de storende zijband dan minder versterkt. Zoals we in de figuur zien, verkrijgt men daardoor een winst van 7 dB.

b) Bij groter frequentieverschil, vallend in het gebied van grootste oorgevoeligheid, d.w.z. tussen ca. 100 Hz en 4000 Hz, is de interferentietoon van de draaggolven het meest storende effect. Daar dit niet afhangt van de wijze van moduleren, zal CEZB nu — gemiddeld — geen winst opleveren.

De verschiltoon neemt in sterkte af als bij toenemend frequentieverschil de storende draag-

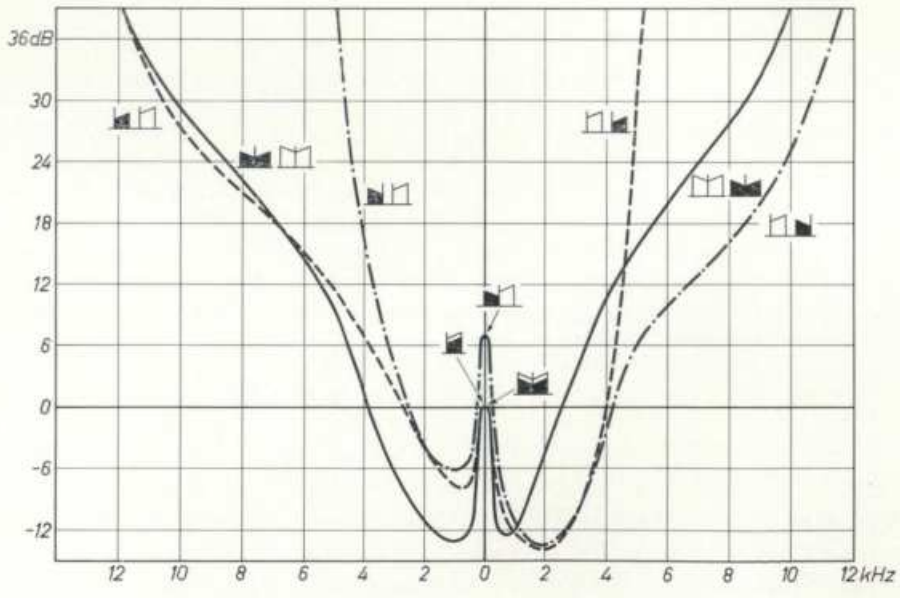


Fig. 9. Meetresultaten van de in fig. 8 geschetste opstelling. Uitgezet is de sterkteverhouding van stoorzender en gewenste zender bij even sterke ontvangst, als functie van het verschil in draaggolffrequentie der beide zenders. De drie krommen hebben betrekking op de onderlinge storing van twee zenders met beide AM of beide CEZB. In het laatste geval wordt nog onderscheiden tussen twee gevallen: de uitgezonden zijbanden aan dezelfde zijde of aan verschillende zijden van de draaggolf. De zijbanden zijn gesymboliseerd door de zwarte en witte hokjes (grote witte hokjes: gewenste zender; kleine zwarte hokjes: storende zender). Bij de ontvangst van CEZB (zijband rechts) is de ontvanger 2 kHz naar rechts verstemd ter verkrijging van een betere weergave van de hoge audiofrequenties (zie fig. 7). Daardoor ontstaat de asymmetrie in de bijbehorende krommen. In vergelijking met AM wordt bij CEZB de storing aanzienlijk minder indien de door de stoorzender uitgezonden zijband van de gewenste zender is afgekeerd.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

golf wordt verzwakt in het middenfrequentiefilter van de ontvanger. In dit gebied geven de krommen dus een beeld van de filterkarakteristiek met daarbij opgeteld die van de psofometer.

c) Bij frequentieverschillen boven 6 kHz wordt de storing in hoofdzaak veroorzaakt door het binnendringen van een der zijbanden van het stoorsignaal in het spectrum van het gewenste signaal. Het is duidelijk dat CEZB nu gemiddeld verbetering zal geven wegens het ontbreken van een zijband. Bij de beoordeling van deze winst moet men in aanmerking nemen dat de niet-ontbrekende zijband 6 dB sterker is dan bij AM.

Concluderende mag worden gezegd dat bij overgang van AM op CEZB de storingen tussen de zenders onderling aanzienlijk geringer kunnen worden. Bovendien zal het verstemmen van de ontvangers naast de draaggolfpositie kunnen leiden tot een verbetering van de weergavekwaliteit.

Samenvatting. In verband met het voortdurend toenemend vermogen en aantal der omroepzenders is een verkleining van de bandbreedte voor deze zenders wenselijk. Een mogelijkheid daartoe biedt de zg. eenzijbandmodulatie. Bij voorkeur dient deze zodanig te functioneren dat de tot heden gebruikelijke ontvangers dienst kunnen blijven doen. De eenzijbandmodulatie is dan verenigbaar („compatible") met de gebruikelijke tweezijbandenmethode en kan dan geleidelijk worden ingevoerd. In dit artikel wordt in het bijzonder aandacht gegeven aan de bij Philips ontwikkelde „kwadrateermethode" voor het verkrijgen van het hiervoor vereiste eenzijbandsignaal. De grondgedachte is daarbij dat door het toevoegen van een corrigerende zijcomponent, liggende binnen de uitgezonden zijband, aan een niet-gecorrigeerd eenzijbandsignaal een voldoende vervormingsvrije amplitudemodulatie kan worden gegeven. De apparatuur, vereist om een normale zender met amplitudemodulatie geschikt te maken voor deze eenzijbandmodulatie, kan in een eenvoudige schakeleenheid worden ondergebracht.

Uit metingen blijkt dat „compatible" eenzijbandmodulatie een betere weergave van de hoge audiofrequenties mogelijk maakt, zonder dat een storende toeneming van de niet-lineaire vervorming optreedt. In plaats daarvan kan ook een grotere storingsvrijheid worden verkregen, waardoor het door een zender bestreken gebied aanzienlijk wordt vergroot.

ULTRASONE VERTRAGINGSLIJNEN EN HUN TOEPASSING IN DE TELEVISIE

door C. F. BROCKELSBY *) en J. S. PALFREEMAN *).

534.321.9-14/-16

In de Mullard-laboratoria is gedurende de laatste vijftien jaren veel werk verricht aan ultrasone vertragingslijnen voor verschillende toepassingen. Het onderwerp is thans reeds veel te uitgebreid voor een volledige behandeling in een tijdschriftartikel; niet lang geleden hebben de auteurs te zamen met R. W. Gibson een boek over de theorie en de praktijk van de vertragingslijnen gepubliceerd, waarin ook vele bijzonderheden over het ontwerp van zulke lijnen worden medegedeeld [2]). Het onderhavige artikel beperkt zich tot een speciaal maar belangrijk toepassingsgebied, en dit geeft de gelegenheid om althans de hoofdproblemen van ultrasone vertragingslijnen te beschouwen en iets van het werk van de Mullard-laboratoria te vermelden. Tevens geeft het artikel een beeld van de verscheidenheid van bestaande vertragingslijnen en van hun eigenschappen.

Het is in vele gevallen noodzakelijk een elektrisch signaal een bepaalde tijd te vertragen, om het signaal daarna zonder merkbare vervorming verder te kunnen gebruiken. De behoefte aan zulk een vertraging deed zich het eerst en al heel vroeg voor in de telefonie. Voor de vereiste betrekkelijk korte vertragingen werden toen elektrische vertragingsketens gebruikt. Deze bestonden uit elektrische transmissielijnen met geconcentreerde of verdeelde elementen, b.v. een coaxiale kabel. De gewenste vertraging ging gepaard met enige verzwakking en vaak ook met enige vervorming van het signaal.

Elektrische vertragingsketens zijn bruikbaar als het gaat om vertragingen van hoogstens enkele microseconden en als de te verwerken signalen geen grote bandbreedte bezitten. In de moderne elektronentechniek echter doen zich gevallen voor waarin men vertragingen van enkele milliseconden bij bandbreedten van verscheidene MHz nodig heeft. Om aan zulke eisen te voldoen, heeft men de ultrasone vertragingslijnen ontwikkeld.

In een ultrasoon vertragingssysteem wordt het elektrische signaal (oscillatie van een elektrische spanning) dat men wil vertragen, omgezet in een identieke mechanische trilling (d.w.z. een trilling beschreven door dezelfde tijdfunctie), en deze trilling

*) Mullard Research Laboratories, Redhill, Engeland.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

plant zich als een golf in een geschikt vast of vloeibaar medium voort. De benaming „ultrasoon" vindt zijn reden in het feit dat de elektrische signalen gewoonlijk frequenties boven 20 kHz hebben, zodat de identieke mechanische trillingen in het ultrasone gebied vallen. De voortplantingssnelheid van mechanische golven in vloeistoffen en vaste stoffen ligt tussen 1 en 6 km/s, is dus ongeveer een factor 10^5 kleiner dan de voortplantingssnelheid van een elektrisch signaal in een coaxiale kabel. Men kan dus met een betrekkelijk korte weg in het medium een lange vertraging krijgen; neemt men b.v. kwartsglas als vertragingsmedium, dan krijgt men een vertraging van ongeveer 2,5 ms bij een weglengte van 10 m. Nadat men de mechanische golf een zodanige afstand heeft laten afleggen dat de trilling de gewenste vertraging heeft ondergaan, zet men deze weer om in een identiek elektrisch signaal.

Het idee van een ultrasone vertragingslijn is voor het eerst gerealiseerd bij de in de jaren '30 ontwikkelde „Scophony"-televisieontvanger. Hierbij werd een soort vertragingslijn met water gebruikt; de dichtheidsvariaties van het water dienden voor het zichtbaar maken van het videosignaal (zie blz. 337). Grote betekenis echter kregen de ultrasone vertragingssystemen gedurende de Tweede Wereldoorlog. Het pionierswerk van het toenmalige Britse Telecommunications Research Establishment (thans Royal Radar Establishment) leidde naderhand tot de ontwikkeling van een vertragingslijn met water voor het opslaan van informatie bij Doppler-radar. In 1942 werd door de Bell-laboratoria de eerste ultrasone vertragingslijn geconstrueerd die in de oorlog inderdaad werd toegepast; bij deze lijn werd een mengsel van water en ethyleenglycol als vertragingsmedium gebruikt. Spoedig ontdekte men dat kwik als vertragingsmedium beter geschikt is, en bij vele daarna ontwikkelde radarsystemen werden kwikvertragingslijnen gebruikt.

Reeds vroeg (in 1943) vond men in het Telecommunications Research Establishment dat kwartsglas goede vooruitzichten als vertragingsmedium voor frequenties tot 10 MHz of nog hoger bood. Veel grondleggend werk over de eigenschappen van vaste vertragingsmedia is daarna in het Massachusetts Institute of Technology en in de Bell-laboratoria gedaan. Vastestof-vertragingslijnen worden nu op grote schaal gebruikt, en bij geschikte constructie kan men hiermee lange vertragingen krijgen zonder dat er veel ruimte en materiaal voor nodig is (zie blz. 335). In 1949 heeft Bradburd aangetoond dat ook draad van magnetostrictief materiaal goed te gebruiken is als ultrasoon vertragingsmedium.

Hoewel ultrasone vertragingslijnen dus oorspronkelijk ontwikkeld zijn voor het opslaan van informatie bij radar, heeft zich in de laatste jaren het toepassingsgebied van deze lijnen aanzienlijk uitgebreid. Ze worden nu op grote schaal toegepast voor digitale en analogon-rekenmachines, voor communicatienetwerken en voor apparaturen gebaseerd op impulstechnieken [1]). Een reeks toepassingen van ultrasone vertragingssystemen vindt men op het gebied van de televisie, en dit artikel zal, na een algemene inleiding over ultrasone vertragingslijnen, in hoofdzaak aan de bespreking van toepassingen op dat gebied gewijd zijn (blz. 337 en volgende). Deze toepassingen komt men tegen in de studio, in het laboratorium en bij bepaalde soorten ontvangers voor de huiskamer.

I. DE VERSCHILLENDE SOORTEN VERTRAGINGSLIJNEN; ALGEMENE BESCHOUWINGEN [2])

Uit het bovenstaande heeft men reeds kunnen opmaken dat een ultrasone vertragingslijn in hoofdzaak drie onderdelen bevat. Ten eerste heeft men een zg. „transducent", die het elektrische signaal in een mechanische trilling omzet; ten tweede is er het vertragingsmedium, waarin het mechanische signaal zich voortplant en de vereiste vertraging ondervindt; ten slotte heeft men een tweede transducent, die de mechanische trilling weer omzet in het gewenste elektrische signaal.

Men kan de ultrasone vertragingslijnen verdelen in drie hoofdgroepen, waarin resp. een draad, een vloeistof en een vast continuüm als vertragingsmedium fungeert. Deze drie soorten lijnen verschillen aanzienlijk in de soort trilling die voor de overbrenging wordt toegepast, en derhalve ook in de vorm van de vereiste transducenten. We zullen nu enkele grondslagen van vertragingslijnen bespreken, waarbij we de relatief eenvoudige draadlijn als voorbeeld nemen. Vervolgens zullen enkele algemene be-

---

[1]) Zie b.v. H. A. Dell, D. S. Hobbs en M. S. Richards, Een apparaat voor het tellen van microscopische deeltjes en het bepalen van hun grootteverdeling, Philips techn. T. **21**, 345-360, 1959.

[2]) Het merendeel van de informatie die in het eerste deel van dit artikel wordt gegeven, vindt men — met meer details — in het boek: C. F. Brockelsby, J. S. Palfreeman en R. W. Gibson, Ultrasonic delay lines, Iliffe, Londen 1963. In dit boek vindt men ook een lijst van de literatuur over de historie en over vele ontwikkelingen die in dit artikel worden vermeld.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

schouwingen over vloeistof- en vastestoflijnen gegeven worden, waarna enkele details van deze lijnen afzonderlijk aan de orde komen.

Draad-vertragingslijnen

Voor een draad-vertragingslijn gebruikt men een draad of pijp van materiaal dat het magnetostrictie-effect vertoont. Bij een dergelijk materiaal treedt in de richting van een aangelegd magnetisch veld een reversibele uitzetting of contractie op, ten gevolge van inwendige mechanische spanningen die ontstaan wanneer de magnetische dipolen uit hun voorkeursoriëntaties worden gedraaid. Anderzijds geeft een mechanische vervorming van een dergelijk materiaal aanleiding tot een magnetische flux. Stuurt men dus een wisselende stroom door een wikkeling die om één eind van de draad gelegd is, dan wordt hierin een longitudinale mechanische trilling opgewekt, die zich als een golf door de draad voortplant, en deze golf kan aan het andere einde van de lijn door een tweede wikkeling die om de draad is gelegd worden gedetecteerd: de wisseling van de magnetische flux door deze wikkeling produceert hierin het gewenste elektrische signaal.

De magnetostrictie is een kwadratisch effect, d.w.z. stromen in beide richtingen door de ingangsspoel veroorzaken eenzelfde vervorming van de draad. Om een enigszins lineaire karakteristiek te verkrijgen, moet men het materiaal door middel van een stroom of van een permanente magneet een voormagnetisatie geven, zoals in *fig. 1* is geschetst.

Door de spoel langs de draad te verschuiven, kan men desgewenst de vertraging nog instellen, wat voor de praktijk zeer nuttig is. Aangezien een signaal zich in beide richtingen langs de draad kan voortplanten, moeten aan ieder eind van de draad absorberende afsluitingen worden aangebracht om reflexie te vermijden.

Fig. 1. Draad-vertragingslijn. Het elektrische ingangssignaal, dat aan de ingangstransducent Td_i wordt toegevoerd, veroorzaakt een akoestische golf die door de draad *W* loopt. Deze golf induceert een spanning in de spoel van de uitgangstransducent Td_o. Reflexies aan de einden van de draad worden verhinderd door de absorberende afsluitingen *Abs*.

Stuurt men een gelijkstroom door de draad, terwijl de wisselende signaalstroom door de spoel vloeit, dan ontstaat een schroefvormig magnetisch veld met wisselende spoed. Het signaal wordt dan als een torsietrilling voortgeplant, die langzamer door de draad loopt dan een longitudinale trilling. Dit levert het voordeel dat men in een even lange draad een grotere vertraging krijgt. Een tweede voordeel is dat men de lijn tot een spiraal of schroeflijn kan opwikkelen, zodat men tot een veel compactere constructie komt; zie *fig. 2*. Bij een longitudinale trilling kan men dit niet doen, aangezien het buigen van de draad een ontoelaatbare frequentiedispersie tot gevolg heeft (verschillen in voortplantingssnelheid langs de draad voor verschillende frequentiecomponenten van het signaal) en daardoor een ontoelaatbare vervorming veroorzaakt. Bij een torsietrilling heeft men hiervan geen last.

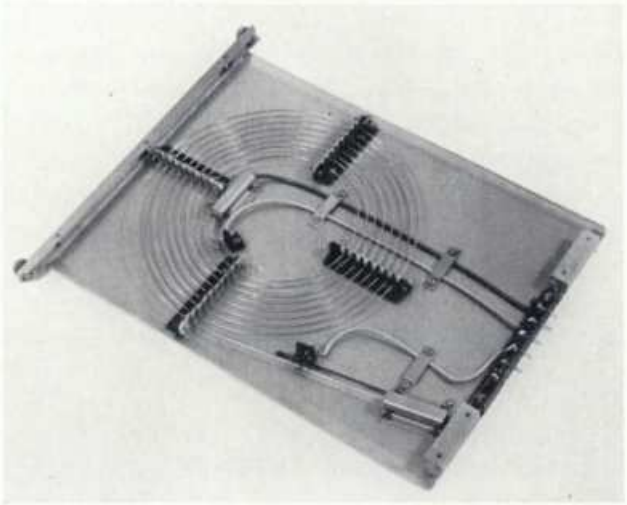


Fig. 2. Praktische uitvoering van een draad-vertragingslijn (Mullard). Behalve de signaalstroom die aan de ingangsspoel wordt toegevoerd, stuurt men ook nog een gelijkstroom door de draad zelf. In dit geval plant zich een torsietrilling langs de draad voort. De draad kan dan ter plaatsbesparing tot een spiraal of tot een schroeflijn worden opgewikkeld.

Een behoorlijk rendement van de omzetting van elektrische in mechanische energie krijgt men alleen bij frequenties in de buurt van de mechanische resonantie van de transducent: de frequentieband die de vertragingslijn doorlaat, ligt aan weerszijden van deze resonantiefrequentie (centrale frequentie). Bij de gebruikelijke constructies, zoals die in fig. 1 en 2, bestaat de transducent uit de spoel te zamen met dat gedeelte van de draad waarin deze een merkbaar magnetisch veld teweeg brengt. Dit brengt mede dat voor toepassingen bij zeer hoge frequenties de geexciteerde lengte van de draad, die door de spoel omsloten wordt, zeer kort zijn moet. De moeilijkheden waarop men stuit als men de spoel steeds korter wil maken, stellen aan de centrale frequentie een praktische grens van ongeveer 1 MHz. Wegens deze beperking worden draad-vertragingslijnen weinig voor televisietoepassingen gebruikt. Bovendien wordt in zulke lijnen het signaal altijd enigszins bedorven doordat er in het materiaal inhomogeniteiten en korrelgrenzen aanwezig zijn, waaraan buiging en breking optreedt, waardoor de

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

bruikbare bandbreedte wordt verkleind. Het nadelige effect op het signaal is nog groter wanneer de draad wordt opgewikkeld. Draad-vertragingslijnen worden echter met succes toegepast op het gebied van digitale rekenmachines, waar men met lagere frequenties te maken heeft en met geringere bandbreedten kan volstaan.

Het uitgangssignaal van een draad-vertragingslijn (en overigens ook van andere vertragingslijnen) is in wezen de tweede afgeleide van het ingangssignaal, aangezien de ingangs- en uitgangstransducenten slechts op veranderingen van een flux reageren. Voor het overbrengen van een sinusfunctie doet dit niet veel ertoe, want de gedaante van een sinusgolf blijft bij differentiatie onveranderd. Bij willekeurige signalen heeft de differentiatie een lineaire vervorming tot gevolg, en aan de uitgang kan compensatie hiervoor nodig zijn (verzwakking der hogere frequenties). Voor het digitale werk echter is de lineariteit van weinig belang.

De materiaalkeuze voor de vertragingslijn hangt in hoofdzaak van de sterkte van het magnetostrictie-effect af. Er moet ook rekening worden gehouden met de voortplantingssnelheid en met de demping per lengte-eenheid (of beter: per eenheid van vertragingstijd), maar het eerstgenoemde gezichtspunt laat reeds niet veel keuze over: voor de meeste draad-vertragingslijnen wordt nikkel, een nikkellegering of een speciale ijzer-kobaltlegering („Permendur") gebruikt.

Vloeistof- en vastestof-vertragingslijnen: wijze van voortplanting, gedrag van de transducenten

Vloeistof- en vastestof-vertragingslijnen hebben een aantal belangrijke problemen gemeen, speciaal wat betreft de wijze van golfvoortplanting en wat betreft de overbrenging van de energie van de uitwendige keten naar de transducent en naar het vertragingsmedium en omgekeerd. Deze problemen willen we eerst kort behandelen; daarna worden afzonderlijke paragrafen gewijd aan het ontwerp van de transducenten en de keuze van het vertragingsmedium voor a) vloeistof- en b) vastestof-vertragingslijnen.

Zowel voor vloeistof- als voor vastestof-lijnen gebruikt men transducenten die berusten op het piëzo-elektrische effect. Piëzo-elektrisch materiaal ondergaat een reversibele vervorming bij aanleggen van een elektrisch veld en geeft omgekeerd aanleiding tot een veld wanneer het mechanisch wordt belast. Dit verschijnsel treft men aan bij kristallijn kwarts, en sommige gepolariseerde ferro-elektrische keramische materialen vertonen een zeer verwant gedrag. Veelal gebruikt men als transducent een dun cirkelvormig schijfje van kwarts, dat in een geschikte richting uit een monokristal is gesneden. Het elektrische ingangssignaal legt men aan dunne metaallaagjes die op beide zijden van het kristalplaatje zijn aangebracht en die als elektrodes dienen. Het teweeggebrachte veld veroorzaakt een wisselende vervorming van het kristal, waardoor in het vertragingsmedium, dat in contact is met één van de oppervlakken, een mechanische golf wordt opgewekt. De golf loopt langs een weg die we dadelijk nog nader zullen bespreken, door het vertragingsmedium naar het tegenovergestelde einde van de lijn, waar hij een mechanische vervorming van een identiek kwartskristal teweeg brengt dat de uitgangstransducent vormt. Hierdoor ontstaat een elektrisch veld in dit kristal, en het signaal wordt als een spanning op de elektrodes ervan gedetecteerd.

Een nadere beschouwing leert dat de eigenschappen van de lijn nog in belangrijke mate afhangen van de grootte en de oriëntatie van de transducenten. Stel dat we een transducent hebben in de vorm van een cirkelvormige schijf met diameter d, die ultrageluid met een golflengte λ in een onbegrensd medium uitstraalt. Was de transducent puntvormig, dan zou hij bolvormige golven uitstralen en een ontvanger zou een zodanige fractie van de uitgestraalde energie opvangen als overeenkomt met de ruimtehoek waaronder de bron de ontvanger ziet. Is de transducent géén puntbron, dan kan men aantonen dat tot een afstand van ongeveer $d^2/2\lambda$ van de bron de energie vrijwel is geconcentreerd in een bundel evenwijdig aan de as van de transducent. Het gebied waarin de golf als een zodanige bundel kan worden beschreven, noemt men de Fresnel-zone („near field"). Heeft de uitgangstransducent eveneens een diameter d en plaatst men hem binnen de genoemde zone, dan zal hij praktisch alle uitgestraalde energie opvangen. In het ideale geval zou men de transducenten dus altijd zodanige afmetingen moeten geven dat de weg die de golf in het medium moet afleggen, binnen de Fresnel-zone blijft. Wegens de praktische beperking van de afmetingen van de transducenten is dit echter bij lijnen voor lange vertragingen niet te realiseren.

Op afstanden groter dan d^2/λ van de bron verdeelt zich de energie volgens een buigingspatroon, dat, in een polair diagram getekend, uit een aantal takken (lobes) bestaat. Dit gebied noemt men de Fraunhofer-zone („far field"). Het grootste gedeelte van de trillingsenergie bevindt zich in de hoofdtak van dit patroon, en de uitgangstransducent moet zo geplaatst worden dat hij deze tak opvangt. De opgevangen fractie van de uitgezonden energie zal dan direct evenredig met de oppervlakte van de transducent zijn en omgekeerd evenredig met het kwa-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

draat van de afstand van de bron; de opgevangen fractie van de energie is dus nu weer evenredig met de ruimtehoek waaronder de bron de ontvanger ziet, maar toch is deze fractie veel groter dan die welke de transducent van een puntbron zou ontvangen.

Opdat het aankomende signaal een uitwijking teweegbrengt die voor alle punten van het oppervlak van de uitgangstransducent in faze is, moet deze ongeveer loodrecht op de aankomende bundel worden geplaatst. Dit is echter geen noodzakelijke voorwaarde. Algemener beschouwd, kan voor de gevoeligheid van de uitgangstransducent eveneens een polair diagram worden getekend. De situatie is in feite aan ingang en uitgang geheel symmetrisch, en men kan bewijzen dat de energieoverbrenging door een vertragingssysteem onafhankelijk ervan is welke van de beide transducenten als ingang en welke als uitgang wordt gebruikt.

Om de gewenste vertraging te krijgen, kan het noodzakelijk zijn de weg die de golf in het medium aflegt enkele meters lang te maken. Een vertragingslijn met een rechte weg van deze lengte te construeren, zal vaak moeilijk en soms onmogelijk zijn. Er moet derhalve met een „opgevouwen" weg worden gewerkt, waarbij men het signaal op zijn weg van de ingang naar de uitgang opzettelijk reflexies aan de randen van het medium laat ondergaan. Bij iedere reflexie wordt de gedaante van het buigingspatroon enigszins gewijzigd maar in de praktijk kunnen deze wijzigingen gewoonlijk worden verwaarloosd. Elke reflexie kan worden beschouwd als reflexie aan een spiegel, en het vertragingssysteem kan bij benadering zo worden opgevat alsof zich de twee transducenten op een afstand van elkaar bevinden die gelijk is aan de totale weg die de golf in het medium aflegt.

Aangezien de parameter d^2/λ de golfuitbreiding bepaalt, zal de overgang van Fresnel-zone tot Fraunhofer-zone plaatsvinden op des te grotere afstand naarmate de trillingsfrequentie hoger is. Met andere woorden, de hoofdtak van het voortplantingspatroon zal voor de hoogste frequenties die het signaal bevat het nauwste zijn; in het aan de uitgang ontvangen signaal zal hierdoor een relatief intensiteitsverlies van de lage frequenties ontstaan, wanneer de golf een grote afstand in het vertragingsmedium moet afleggen. Anderzijds wordt er door de viskeuze demping en door thermische effecten altijd een zeker gedeelte van de golfenergie in het medium gedissipeerd, en in een vaste stof treden ook altijd verliezen op door verstrooiing van het signaal aan inhomogeniteiten van het medium. Deze verliezen nemen in alle gevallen met de frequentie toe, in sommige gevallen zelfs kwadratisch (zie blz. 334), waardoor bij lange vertragingslijnen een relatief verlies aan hoge frequenties ontstaat. Aan beide effecten te zamen is een fundamentele beperking van de vertragingslijnen te wijten: *grote vertragingen kan men alleen realiseren ten koste van de nuttige bandbreedte*. Overigens wordt de bandbreedte ook door verscheidene andere factoren beperkt, die we hieronder zullen bespreken.

In de Fraunhofer-zone, op grote afstand van de bron, plant zich een deel van de energie voort in de neventakken van het buigingspatroon. Hierdoor kunnen aan de uitgang signalen aankomen die andere wegen hebben afgelegd dan het hoofdsignaal. Komen deze secundaire signalen toevallig aan uit een hoek die overeenkomt met een van de neventakken van het polaire diagram van de uitgangstransducent, dan zullen zij worden gedetecteerd. Deze signalen hebben in het algemeen andere vertragingen ondervonden dan het hoofdsignaal en veroorzaken dus een storing, die bijzonder merkbaar zal zijn bij vertragingslijnen die vele reflecterende oppervlakken bevatten, en bij lijnen waarin een aanzienlijke demping optreedt: secundaire signalen die een veel kortere weg dan het hoofdsignaal hebben afgelegd, zullen dan wat de verzwakking betreft in het voordeel zijn. Een van de taken van de ontwerper van een vertragingslijn bestaat hierin deze parasitaire signalen zoveel mogelijk te onderdrukken; ze moeten op zijn minst 50 dB zwakker zijn dan het gewenste signaal. Men bereikt dit door transducenten te gebruiken met de grootste praktisch mogelijke laterale afmetingen, om zoveel mogelijk van de uitgezonden en ontvangen energie tot de hoofdtak van het polaire diagram van elke transducent te beperken. Een zekere verbetering kan ook worden verkregen door op die begrenzingsvlakken van de vertragingslijn die bijzonder storende reflexies veroorzaken, absorberend materiaal aan te brengen, of door deze vlakken iets af te slijpen, zodat de richting van de gereflecteerde golf veranderd wordt.

Een ongewenst signaal waarmee men zeer vaak te maken heeft is het derdebeurts-signaal („third-time-round signal"). Dit is een deel van het hoofdsignaal dat door de uitgangstransducent is gereflecteerd, langs dezelfde weg naar de ingang is teruggekeerd en daar wederom naar de ontvanger toe is gereflecteerd. De sterkte van dit signaal kan men voor een gegeven frequentie tot een verwaarloosbaar peil terugbrengen door de uitgangstransducent over een kleine hoek Θ te draaien. Deze hoek kiest men zodanig dat het hoofdsignaal nog binnen de hoofdtak van het polaire diagram van de uitgangstransducent valt, terwijl de invalshoek van het derdebeurts-signaal $(3\,\Theta)$ aan het eerste minimum van dit polaire diagram beantwoordt. Dit zal dan slechts het geval zijn

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

voor een smalle frequentieband, aangezien de hoekspreiding van de takken van het buigingspatroon afhangt van de frequentie.

Andere belangrijke overwegingen die zowel gelden voor vloeistof- als voor vastestof-vertragingslijnen, betreffen, zoals reeds werd vermeld, het gedrag van de transducenten en hun koppeling met het vertragingsmedium. In hetgeen nu volgt, zal dit gedrag zeer globaal worden beschreven. Het onderwerp is nogal ingewikkeld en een volledige behandeling zou het kader van dit artikel ver te buiten gaan.

In het statische of quasi-statische geval (d.w.z. bij lage frequenties) wordt van de elektrische energie die men aan een piëzo-elektrisch kristal toevoert een constante fractie k^2 als elastische energie in het vervormde kristal opgeslagen; k noemt men de elektromechanische koppelingscoëfficiënt van het materiaal van de transducent. Op het eerste gezicht zou men menen dat voor een goed rendement van de energieomzetting, ook bij hogere frequenties, k zo groot mogelijk zou moeten zijn. Deze voorwaarde is echter noch voldoende, noch noodzakelijk. Dat hij niet voldoende is, ziet men direct als men de mechanische responsie van het kristalplaatje bij een gegeven elektrisch ingangssignaal beschouwt. De responsie zal het grootste zijn (d.w.z. er zal resonantie optreden) als de dikte van het plaatje gemeten in richting van de golfvoortplanting gelijk is aan een halve golflengte (of een oneven veelvoud daarvan) van het ultrageluid in het materiaal van de transducent. Is de dikte een even veelvoud hiervan, dan is de responsie nul, en zo zal dus een transducent die gedimensioneerd is voor maximale responsie bij b.v. 10 MHz, een responsie nul (en dus generlei energie-omzetting) geven bij 20 MHz — onafhankelijk van de waarde van k. Anderzijds kan men ook inzien dat een grote waarde van k niet strikt noodzakelijk is. Een als transducent fungerend kristal kan men met zeer goede benadering voorstellen door een capaciteit parallel met een weerstand, die de uit het kristal wegvloeiende mechanische vervormingsenergie voorstelt (stralingsweerstand). Ook al is k klein, dan wordt er in zo'n systeem toch geen energie gedissipeerd, aangezien het gedeelte van de elektrische energie dat niet in mechanische vervormingsenergie wordt omgezet, in de capaciteit van de transducent wordt opgeslagen, en weer vrijgegeven zodra de capaciteit wordt ontladen.

De coëfficiënt k is dus geen directe maat voor het rendement van de transducent, dat veeleer ook nog afhangt van de inwendige verliezen en de uitwendige belasting van de transducent. Voor een inzicht hierin moet het volledige proces van de energiestroom worden beschouwd. Niettemin is de koppelingscoëfficiënt k van fundamentele betekenis en beheerst hij sommige aspecten van het gedrag van de transducent.

In de eerste plaats kan men wanneer k klein is (d.w.z. $k^2 \ll 1$) de invloed van de elektrische afsluitingen op het gedrag van de transducent verwaarlozen. Bij gegeven stuurspanning is de mechanische responsie van de transducent bij de resonantiefrequentie bepaald door de verhouding van de akoestische impedantie van het medium tot die van de transducent. Voor een lopende golf is de akoestische impedantie van een materiaal gedefinieerd als de complexe verhouding van de mechanische spanning in het medium in een willekeurig punt tot de deeltjessnelheid, en deze impedantie is rechtstreeks analoog aan de impedantie van elektrische systemen. Men kan aantonen dat de specifieke akoestische impedantie gelijk is aan het produkt van de dichtheid van het medium en de snelheid van de akoestische golf [3]). Is de koppelingscoëfficiënt k klein, dan is dus de akoestische responsie bij de resonantiefrequentie bepaald door de relatieve dichtheden van transducent en vertragingsmedium en door de relatieve snelheden van de akoestische golf in de twee materialen.

Definiëren we op de bekende wijze de bandbreedte Δf als de frequentie-afstand tussen die frequenties waarbij de responsie met 3 dB gedaald is, dan kan men aantonen dat voor een transducent met kleine waarde van k, als hij slechts aan één kant belast is, de relatieve bandbreedte $\Delta f/f$ in zeer goede benadering gelijk is aan $2/\pi$ maal de verhouding van de specifieke akoestische impedantie van het medium (Z_1) tot die van de transducent (Z_0) [2]). Heeft het medium een veel kleinere akoestische impedantie dan de transducent, dan is dus de relatieve bandbreedte gering, en deze wordt groter naarmate de impedantie van het medium die van de transducent nadert of deze zelfs overtreft; zie *fig. 3*. De meest geschikte situatie echter is die waarbij de beide impedanties gelijk zijn ($Z_1/Z_0 = 1$). Men zegt dan dat de transducent en het vertragingsmedium akoestisch bij elkaar zijn aangepast. In dat geval wordt er aan het grensvlak tussen beide géén energie gereflecteerd. Energie die aan het oppervlak van de uitgangstransducent wordt gereflecteerd, draagt niet tot het gewenste uitgangssignaal bij en kan in de uitgang alleen als ongewenst signaal (het eerder genoemde derdebeurts-signaal) worden gedetecteerd. Dit storende verschijnsel wordt dus door de akoestische aanpassing zo veel mogelijk vermeden. De relatieve bandbreedte is in dit geval blijkbaar gelijk aan $2/\pi$, hetgeen een behoorlijk gedeelte is van de ideale waarde 2 die

[3]) T. F. Hueter en R. H. Bolt, Sonics, Wiley, New York 1955.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

op grond van het eerder besproken resonantiegedrag van het trillende plaatje mogelijk zou zijn (vgl. het voorbeeld met maximale responsie bij 10 MHz, waarbij de responsie in de band van 0 tot 20 MHz ongelijk nul kan zijn).

Als men van de energiestroom spreekt, moet men ook de mechanische golf beschouwen die de uitgangstransducent binnentreedt. Een gedeelte van de energie van deze golf zal worden gebruikt om het uitgangssignaal te produceren, maar in een materiaal met kleine k zal een betrekkelijk groot gedeelte van de golfenergie niet op deze wijze worden gebruikt en doorstromen tot de achterkant van de transducent. Is dit oppervlak belast met een materiaal van verwaarloosbaar kleine akoestische impedantie, zoals lucht, dan zal de energie die hierop valt vrijwel totaal worden gereflecteerd en wederom aanleiding kunnen geven tot een derdebeurts-signaal. In de praktijk is het derhalve vaak gewenst de transducent van een vertragingslijn aan de achterzijde af te sluiten met een absorberend materiaal dat een akoestische impedantie heeft die ongeveer gelijk is aan die van de transducent.

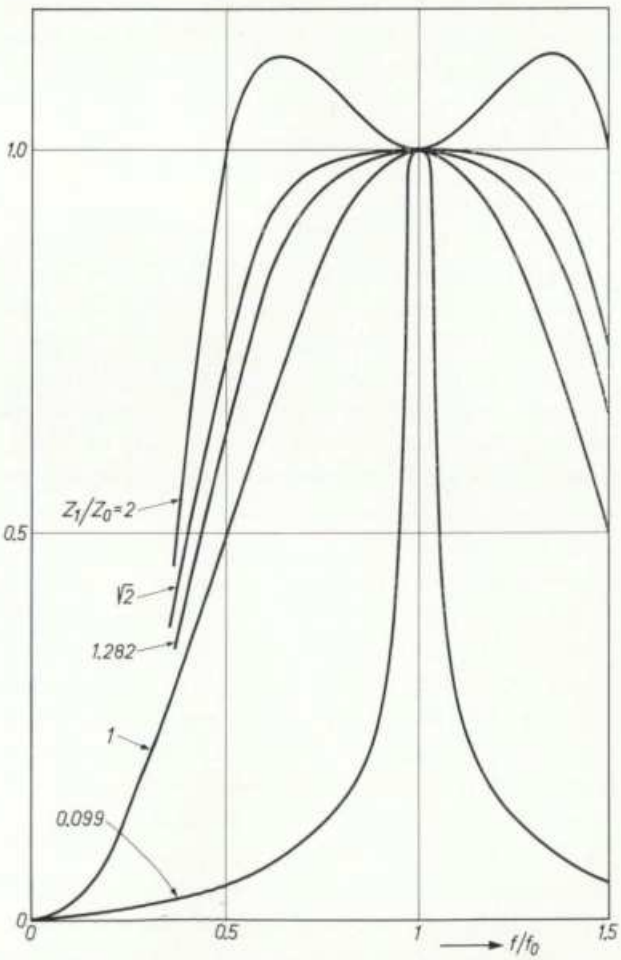


Fig. 3. Responsie van een transducent die bestaat uit een als X-snede uit een kwartskristal gesneden plaatje, geplaatst in een vloeistof en aan de achterzijde onbelast, bij verschillende verhoudingen Z_1/Z_0 van de specifieke akoestische impedanties van het medium en van de transducent. Voor water is $Z_1/Z_0 = 0{,}099$, voor kwik is $Z_1/Z_0 = 1{,}282$.

Is de koppelingscoëfficiënt k groot, dan hangt de elektromechanische responsie van de transducent niet alleen af van de verhouding van de akoestische impedanties, maar ook van de elektrische aansluitingen van het systeem. Akoestische aanpassing is in dit geval niet zo belangrijk, aangezien gewoonlijk een vrij groot gedeelte van het mechanische vermogen wordt omgezet in elektrisch uitgangsvermogen en derhalve niet aan reflexie onderhevig is.

Tot besluit van deze algemene overwegingen zij nog eens de nadruk gelegd op het belang van een geringe verzwakking van het signaal in het vertragingsmedium. Zoals we hieronder nog zullen zien, is aan de elektrische afsluiting die men nodig heeft om de elektrische bandbreedte niet veel kleiner te doen zijn dan de akoestische, een spanningsverlies van ongeveer 40 of 50 dB inherent, als men transducenten met kleine k gebruikt. Het totale spanningsverlies V_{in}/V_{uit} dient niet groter te zijn dan 60 of 70 dB, aangezien men met een normaal niveau van het ingangssignaal van de orde van 1 V moet rekenen en het uitgangssignaal niet veel kleiner moet zijn dan 1 mV, ten einde de invloed van de elektrische ruis in de uitgangsketen niet erg storend te laten worden. De verliezen in het medium mogen dus niet meer dan 20 dB bedragen. Wenst men lange vertragingen bij grote bandbreedte, dan is hieraan alleen te voldoen als de verzwakking per eenheid van vertragingstijd bijzonder klein is. Door deze eis wordt de keuze van de media gewoonlijk tot een zeer klein aantal materialen beperkt.

Vloeistof-vertragingslijnen: vertragingsmedium en constructie

In vloeistoffen zijn alleen longitudinale mechanische trillingen mogelijk, geen torsie- of schuiftrillingen. Als transducent voor een vertragingslijn met een vloeibaar vertragingsmedium kan een kwartsplaatje worden gebruikt dat als zogenaamde X-snede uit een kwartskristal is gesneden: een elektrisch veld brengt compressie en expansie van zo'n plaatje teweeg.

De keuze van het vloeibare vertragingsmedium wordt bepaald door zijn akoestische eigenschappen en door die van de transducent. De meeste vloeistoffen hebben een te sterke demping; alleen bij kwik, water en de lagere alcoholen is deze voldoende gering (als we afzien van de vloeibaar gemaakte éénatomige gassen). Bovendien bedraagt bij kristallijn kwarts de waarde van k, de elektromechanische koppelingscoëfficiënt, slechts 0,1, en we hebben gezien dat een grote relatieve bandbreedte dan slechts verkregen kan worden indien de specifieke akoestische impe-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

dantie van de transducent ongeveer gelijk is aan die van het vertragingsmedium. Dit komt in het beschouwde geval erop neer dat de transducent belast moet worden met een medium van grote dichtheid. Kwik en kristallijn kwarts blijken akoestisch ongeveer op elkaar te zijn afgestemd.

10° ten opzichte van de normaal treft, totale reflexie ondergaan. Van deze eigenschap trekt men profijt bij de variabele kwik-vertragingslijn die in *fig. 4* is afgebeeld. Het signaal van de ingangstransducent loopt een eindweegs door het kwik en valt dan op een stalen tweevlaksreflector. Het signaal wordt hier

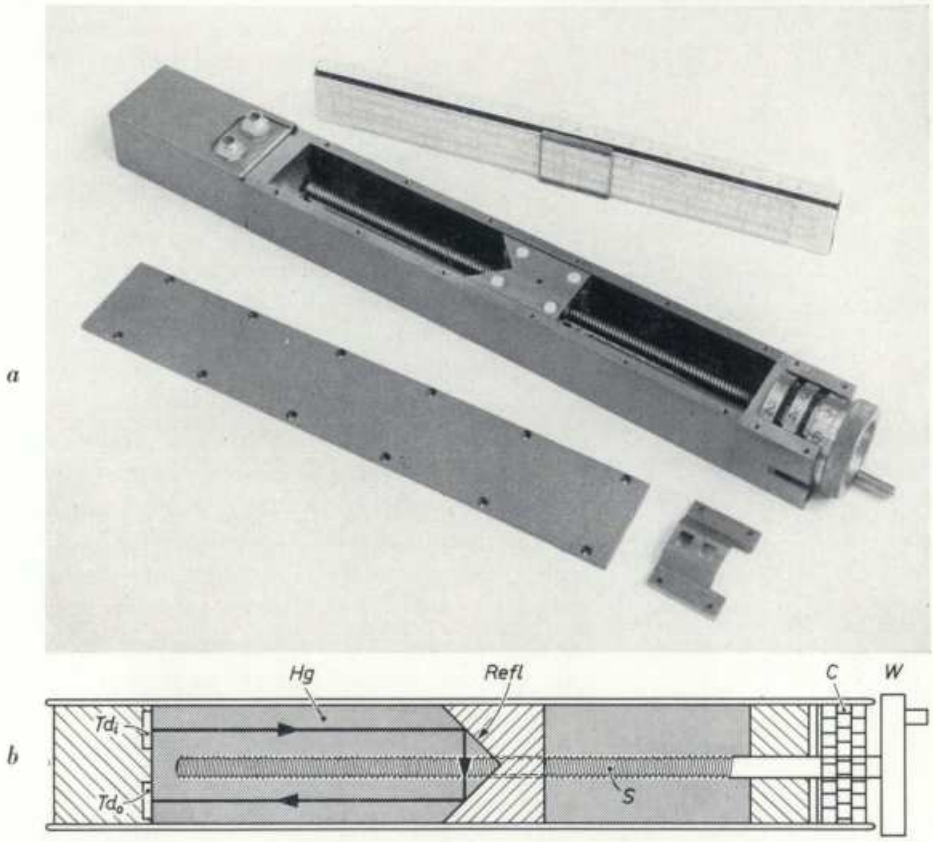


Fig. 4. *a*) Instelbare kwik-vertragingslijn, geopend. *b*) Baan van de golven in de lijn. *Td* ingangstransducent, Td_o uitgangstransducent. De vertraging wordt gevarieerd door verplaatsing van de tweevlaksreflector *Refl*, die bevestigd is aan een door de schroefas *S* aangedreven zuiger. De schroefas heeft een zodanige spoed dat een omwenteling beantwoordt aan een verandering van 10 μs van de vertraging. *W* instelwiel. *C* omwentelingenteller. (Foto uit: C. F. Brockelsby, Ultrasonic mercury delay lines, Electronic and Radio Engr. **35**, 446-452, 1958.)

Daar kwik een geleider is, behoeft alleen de achterkant van de transducent te worden voorzien van een elektrode (een goudlaagje). De andere elektrode van de transducent wordt gevormd door het kwik, dat in aanraking is met het voorvlak.

Bij ferro-elektrische keramische transducenten is de elektromechanische koppelingscoëfficiënt groter, b.v. 0,45 voor compressietrillingen en 0,65 voor schuiftrillingen. Deze materialen hebben echter het nadeel dat men slechts zeer moeilijk de uiterst dunne plaatjes kan vervaardigen die voor zeer hoge frequenties nodig zijn. Keramische transducenten kunnen daardoor praktisch niet goed worden gebruikt voor frequenties boven ongeveer 20 MHz.

Heeft men een vertragingslijn met kwik en grenst het kwik aan een oppervlak van staal, dan zal een golf die dit grensvlak onder een hoek van meer dan

twee keer onder een hoek van ongeveer 45° gereflecteerd en loopt dus terug, naar de uitgangstransducent, die naast de ingangstransducent is gemonteerd. De reflector is op een verplaatsbare zuiger bevestigd, zodat men de weglengte in het medium kan variëren. Met een vloeistof-vertragingslijn kan men aldus een continu regelbare vertraging verkrijgen, hetgeen voor sommige televisietoepassingen belangrijk is.

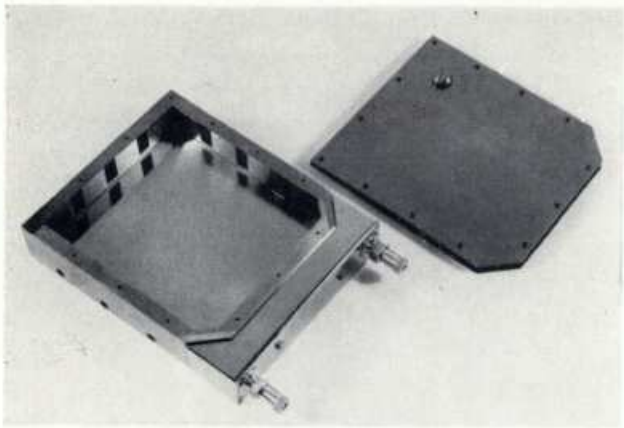
Het verschijnsel van de totale inwendige reflexie wordt ook nuttig gebruikt bij de in *fig. 5* afgebeelde vertragingslijn met vaste weglengte. In dit systeem loopt het signaal als een bal op een biljarttafel via vele reflexies van de ingang naar de uitgang. Zo kan in een klein volume een betrekkelijk grote weglengte worden verkregen.

Volgens de klassieke theorie van de geluidsabsorptie in vloeistoffen moet men een verzwakkingscon-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

a



b

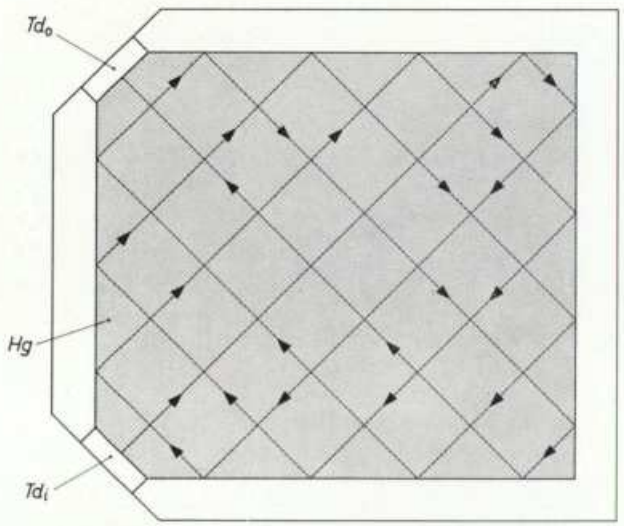


Fig. 5. *a*) Kwik-vertragingslijn van het biljarttafeltype, geopend. *b*) Baan van de golven in de lijn. Het door de ingangstransducent uitgezonden signaal beschrijft een baan door het kwik als een bal op een biljarttafel en ondergaat derhalve in een betrekkelijk klein kwikvolume een lange vertraging. (Foto uit: C. F. Brockelsby, Ultrasonic mercury delay lines, Electronic and Radio Engr. **35**, 446-452, 1958.)

stante verwachten die evenredig is met het kwadraat van de frequentie. De moleculen van de meeste vloeistoffen hebben nog vrijheidsgraden van rotatie en vibratie, die door de klassieke theorie niet in rekening worden gebracht en die tot gevolg hebben dat de verzwakkingsconstanten nog groter zijn dan berekend. Kwik echter is éénatomig en hierbij komt de verzwakking tot frequenties van 50 MHz goed met de theoretisch berekende waarde overeen.

Wil men een bepaalde vertraging realiseren, dan stelt het kwadratische verloop van de verzwakkingsconstante een grens aan de frequentie waarbij men nog een vertragingslijn met kwik als medium kan gebruiken. Bij het opvoeren van de resonantiefrequentie van de transducent blijft de relatieve bandbreedte van de lijn aanvankelijk constant. Voert men echter de frequentie steeds verder op, dan wordt de in het kwik optredende verzwakking bij de hoogste frequenties van de doorgelaten frequentieband steeds meer merkbaar; hierdoor wordt de bandbreedte kleiner en de frequentie van maximale responsie wordt lager dan de kristalfrequentie. Bij televisiefrequenties kan men derhalve moeilijk lange vertragingen realiseren, als men aan de eisen wat betreft bandbreedte moet vasthouden. De eigenschappen van een aantal representatieve kwikvertragingslijnen, waaronder ook de in fig. 4 en 5 afgebeelde, zijn in *tabel I* op blz. 336 samengevat.

Vastestof-vertragingslijnen: vertragingsmedium en constructie

In een vaste stof zijn gewoonlijk zowel longitudinale als schuiftrillingen mogelijk. Voor een ultrasone vertragingslijn met een vaste stof als medium kiest men steeds een schuiftrilling, om twee redenen. Ten eerste lopen schuiftrillingen in een vast medium langzamer dan longitudinale trillingen, en bij een gegeven weglengte kan dus een langere vertraging worden verkregen. De tweede reden is nog belangrijker. Wordt een compressiegolf aan een grensvlak van het vertragingsmedium gereflecteerd, dan ontstaat in het algemeen ook een schuiftrilling. Deze plant zich in een andere richting in het medium voort dan de gereflecteerde longitudinale trilling en loopt, zoals gezegd, met een andere snelheid door het medium; hij kan derhalve aanleiding geven tot parasitaire signalen aan de uitgangstransducent. Gebruikt men echter van meet af aan een schuiftrilling en is deze gepolariseerd evenwijdig aan het reflecterende oppervlak (d.w.z. loodrecht op het invalsvlak van de golf op het reflecterende oppervlak), dan worden de golven eenvoudig gereflecteerd, zonder omzetting in een andere trillingswijze. Het geometrische ontwerp van een vertragingslijn wordt daardoor zeer vereenvoudigd.

De piëzo-elektrische transducent voor het opwekken van een schuiftrilling bestaat gewoonlijk uit een kwartsplaatje dat uit een kristal is gesneden volgens een Y-snede; ook hier kan eventueel een gepolariseerd ferro-elektrisch materiaal worden gebruikt. De transducent wordt wederom aan beide kanten voorzien van een metaallaagje als elektrode en aan één zijde in innig contact met het vertragingsmedium gebracht, met een tussenmateriaal dat akoestisch zowel bij de transducent als bij het vertragingsmedium is aangepast. Vaak gebruikt men hiervoor indium, daar dit goed hecht en een geschikte akoestische impedantie heeft.

Nu de keuze van het medium. Een monokristal is niet goed te gebruiken, omdat de elastische constanten hierbij in het algemeen niet in alle richtingen gelijk zijn. Polykristallijne materialen zijn voor vertragingslijnen met een brede band onbruikbaar, aangezien de ultrasone golven door de korrelstructuur

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

van het medium worden verstrooid, vooral bij hoge frequenties. Tegenwoordig beschouwt men kwartsglas, dat een zeer geringe verzwakking heeft, als het meest geschikte materiaal voor een vertragingslijn met een vast medium. Voor korte vertragingen kan men uit verschillende oxydes samengesteld glas gebruiken, hoewel dit een sterkere verzwakking levert en niet zo homogeen gemaakt kan worden als kwartsglas.

Gaat het om grote stukken, dan is ook kwartsglas

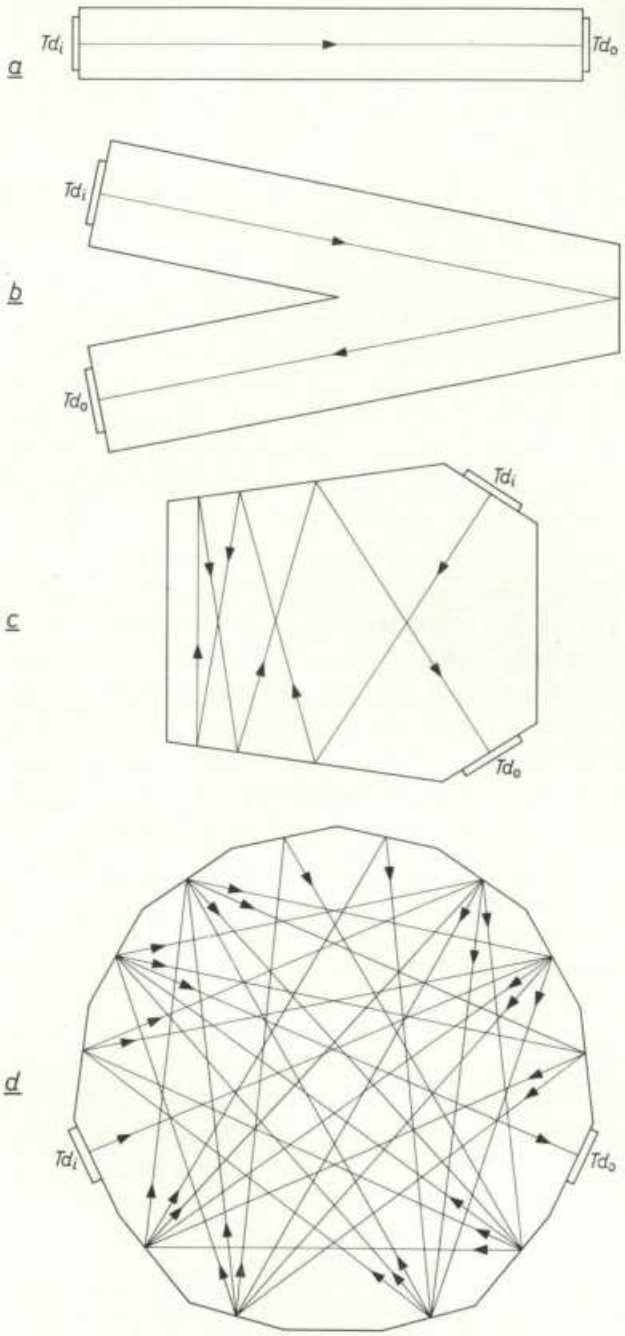


Fig. 6. Verschillende configuraties van vertragingslijnen met een vast vertragingsmedium, b.v. kwartsglas. Grote stukken kwarts van voldoende homogeniteit zijn kostbaar en moeilijk te vervaardigen. Heeft men lange vertragingen nodig, dan maakt men dus de configuratie zodanig dat het signaal op zijn weg door de lijn talrijke reflexies ondergaat.

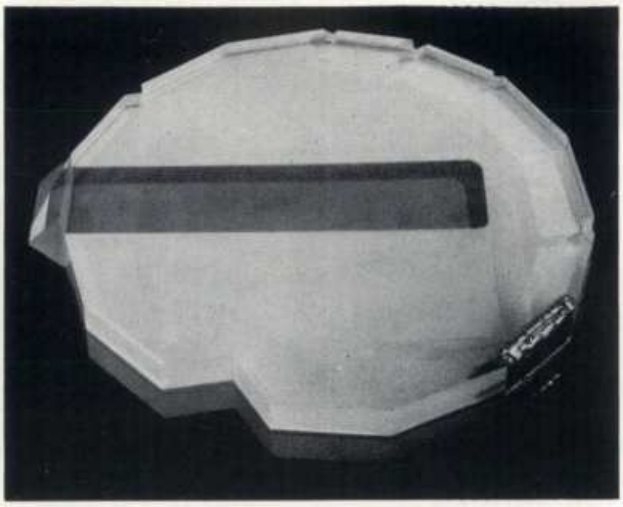


Fig. 7. Dubbeldeks kwarts-vertragingslijn. Bij deze configuratie zijn twee vijftienzijdige vertragingslijnen als die van fig. 6*d* boven elkaar geplaatst en onderling verbonden door een tweevlaksreflector. Hierdoor wordt de verkregen vertraging nog verdubbeld. Grensvlakken van het kwartsglaslichaam die storende reflexies veroorzaken, worden afgeslepen.

moeilijk met de vereiste homogeniteit te maken en wordt dit zeer kostbaar. Wil men met een enkel stuk kwartsglas een lange vertraging realiseren, dan gaat men derhalve weer ertoe over, de weg die de bundel volgt op te vouwen, analoog als bij de in fig. 5 afgebeelde kwik-vertragingslijn. In *fig. 6* zijn een aantal in de praktijk voorkomende meer of minder ingewikkelde configuraties van vastestof-vertragingslijnen afgebeeld. De langste vertraging krijgt men klaarblijkelijk met de vijftienzijdige lijn van fig. 6*d*. De vertraging kan dan nog worden verdubbeld, door de dubbeldeksconfiguratie toe te passen die in de foto *fig. 7* is te zien. Bij dit systeem zendt de ingangstransducent een signaal in de onderste helft van de lijn uit; nadat het signaal de in fig. 6 geschetste weg heeft afgelegd, valt het op een dubbelvlaksreflector, die het naar de bovenste helft van de lijn overbrengt. Het signaal volgt dan in dit gedeelte van de lijn een geheel identieke weg in tegenovergestelde richting en komt ten slotte bij de uitgangstransducent, die in dit geval vlak boven de ingangstransducent is gemonteerd en waar het weer in een elektrisch signaal wordt omgezet. Dit systeem heeft nog het extravoordeel dat secundaire signalen, die vanuit de ingangstransducent een andere weg volgen dan het hoofdsignaal, vrijwel geen kans hebben de uitgangstransducent te bereiken.

Per eenheid van vertragingstijd heeft kwartsglas bij een gegeven frequentie een geringere verzwakking dan kwik, zodat bij het eerstgenoemde medium langere vertragingen te bereiken zijn. Bij een centrale frequentie van 30 MHz en een bandbreedte van 8 MHz komt men thans tot vertragingen van verscheidene milliseconden. De eigenschappen van

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Tabel I. Fysische en elektrische eigenschappen van enige representatieve vloeistof- en vastestof-vertragingslijnen die voor gebruik in televisietoepassingen in aanmerking komen.

Vertragings-medium	Transducenten	Vertraging µs	Centrale frequentie MHz	Band-breedte MHz	Spannings-verlies V_{in}/V_{uit} dB	Ingangs- en uitgangs-capaciteit pF	Grootste parasitaire signaal, in dB beneden gewenste signaal
kwik	kwartskristal (X-snede)	25	15	6	65	31	46
,,	,,	30-330 *)	14,3-15,5	6,8-7,6	61-65	31	35
,,	,,	1000 **)	7,5	3	69	44	33
kwartsglas	kwartskristal (Y-snede)	33,3	59	28	48	80	50
,,	,,	2500	29	7	38	180	40
natronkalk-glas	loodzirkonaat-titanaat van type Piezoxide 3	64	4,4	2,5	10-20 ***)	1000-2000 ***)	40

*) Afgebeeld in fig. 4.
**) Afgebeeld in fig. 5.
***) Het spanningsverlies van deze vertragingslijn hangt af van de inwendige en uitwendige impedanties. De capaciteiten variëren aanzienlijk over de doorgelaten frequentieband.

enkele representatieve vastestof-vertragingslijnen zijn eveneens in tabel I vermeld.

We willen in dit verband ook nog wijzen op een vertragingslijn die niet lang geleden in de Verenigde Staten is ontwikkeld en die gebruik maakt van een metalen band [4]). De band is gemaakt van een metaal met geringe akoestische verliezen. Aan één einde is hiermee in innig contact gebracht een keramische transducent, die een schuiftrilling in de band teweegbrengt. Is de dikte van de band minder dan de halve golflengte voor de hoogste in het ultrageluid voorkomende frequentie, dan plant het signaal zich, zoals men kan aantonen, zonder dispersie door de lijn voort. Ter wille van de stevigheid kan men de breedte van de band groot kiezen ten opzichte van de golflengte; de aan de einden aan te sluiten transducenten krijgen dan ook gemakkelijk te hanteren afmetingen. Ultrasone energie die op de randen van de band valt, kan men hier laten absorberen door plakband. Het voordeel van dit soort vertragingslijn is dat men deze zonder achteruitgang van de eigenschappen kan buigen of oprollen, en hoewel de verzwakking groter is dan die van kwartsglas, heeft men hiermee toch een vertraging van 10 ms kunnen realiseren bij een videobandbreedte van 2 MHz.

Ingangs- en uitgangsschakelingen

Ten einde een ultrasone vertragingslijn zo gunstig mogelijk te gebruiken, moet men zorgen dat de inwendige en de belastings-impedantie de juiste waarden krijgen. Deze waarden hangen af van de soort transducent en van de koppeling hiervan aan het vertragingsmedium.

Hierboven is reeds vermeld dat een transducent voor een vloeistof- of vastestof-vertragingslijn met zeer goede benadering kan worden voorgesteld door een capaciteit waaraan een weerstand is parallel geschakeld (in werkelijkheid geldt dit slechts voor de centrale frequentie). Is de transducent een kwartskristal, die een kleine waarde van de koppelingscoëfficiënt k heeft, dan is deze effectieve parallelweerstand zeer groot vergeleken met de reactantie van de capaciteit van de transducent binnen de doorgelaten frequentieband, en de akoestische responsie van de lijn hangt dan, zoals vroeger vermeld, niet noemenswaardig af van de elektrische afsluitingen. Een behoorlijke mechanische bandbreedte (nl. een relatieve bandbreedte $2/\pi$) krijgt men dan door onderlinge akoestische aanpassing van transducent en vertragingsmedium. Klaarblijkelijk moet men nu zorgen dat de elektrische keten waarvan de transducent deel uitmaakt op zijn minst dezelfde bandbreedte heeft. Te dien einde moet men de keten door een parallel geschakelde weerstand dempen (eventueel kan men ook een geschikt aangepast vierpoolnetwerk gebruiken). Een normale kwartstransducent voor een vastestof-vertragingslijn kan elektrisch worden voorgesteld door een weerstand van 10 kΩ parallel met een capaciteit van 200 pF. De ter afsluiting van dit systeem vereiste dempweerstand zal dan 75 Ω of nog minder moeten bedragen. (De capaciteit moet natuurlijk door parallelschakeling van een zelfinductie worden afgestemd op de kristalfrequentie.) De uitgang van de vertragingslijn kan nu worden beschouwd als een generator van constante stroom, en de dempweerstand heeft een spanningsverlies (insertion loss) V_{in}/V_{uit} tot gevolg dat in hoofdzaak afhangt van de verhouding van de afsluitimpedantie tot de inwendige impedantie (impedantie van de transducent) en dat in dit geval van de orde van

[4]) A. H. Meitzler, Trans. I.R.E. **UE-7**, no. 2, 35, 1960.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

40 dB kan zijn. Om dit spanningsverlies te beperken, is het van belang parasitaire capaciteiten zoveel mogelijk te vermijden en aldus ervoor te zorgen dat men voor het verkrijgen van de vereiste elektrische bandbreedte een zo groot mogelijke dempweerstand kan nemen. Ook de stuurschakeling moet natuurlijk ongeveer dezelfde elektrische bandbreedte hebben.

Gebruikt men keramische transducenten, die hoge waarden van de koppelingscoëfficiënt hebben, dan is de invloed van een parallel geschakelde dempweerstand veel ingewikkelder. De stralingsweerstand van de transducent is nu vergelijkbaar met de reactantie van de capaciteit en beide variëren in merkbare mate over de doorgelaten frequentieband. De optimale stuur- en ontvangschakelingen kunnen dan slechts door moeizame berekeningen worden bepaald. Een goede bespreking van de invloed van elektrische en mechanische afsluitingen op het verlies en de bandbreedte van vertragingssystemen met keramische transducenten is gegeven door Thurston [5]).

De elektrische eigenschappen van draad-vertragingslijnen, waarbij spoelen als ingangs- en uitgangstransducenten fungeren, verschillen ten enenmale van die van de vloeistof- en vastestoflijnen. Aangezien draad-vertragingslijnen echter slechts zelden voor televisietoepassingen in aanmerking komen, zullen we hier op de bijbehorende elektrische schakelingen niet ingaan.

II. TOEPASSINGEN VOOR TELEVISIE

1) *De „Scophony"-ontvanger*

Ultrasone technieken zijn op het gebied van de televisie voor het eerst toegepast in de jaren '30 in de „Scophony"-ontvanger. Deze werkte met mechanische aftasting en maakte gebruik van het *optische* gedrag van een vloeistof-vertragingslijn bij aanwezigheid van een ultrasoon signaal in deze lijn.

Een televisiebeeld wordt altijd uitgezonden als een reeks horizontale lijnen. In een „rasterperiode" vindt uitzending plaats van de videosignalen die beantwoorden aan iedere tweede lijn in het beeld; gedurende de volgende rasterperiode komt de uitzending van die lijnen die bij de voorafgaande aftasting werden weggelaten. In de ontvanger worden de twee stellen lijnen „geïnterlinieerd" en zo ontstaat weer het volledige beeld.

In de „Scophony"-ontvanger [6]) werd de aan iedere beeldlijn beantwoordende video-informatie gemoduleerd op een draaggolf van 10 MHz en toegevoerd aan de ingangstransducent van een vertragingslijn, waarbij water als vertragingsmedium werd gebruikt. Aan de uitgang van de lijn was absorberend materiaal aangebracht, aangezien men geen elektrisch uitgangssignaal nodig had. De draaggolf (nog zonder modulatie) veroorzaakt periodieke variaties in de dichtheid en derhalve in de brekingsindex van het water. Hierdoor gedraagt zich de waterzuil als een buigingstralie, met een lijnafstand van het tralie gelijk aan de golflengte van het ultrageluid in het water. Stuurt men nu een evenwijdige lichtbundel dwars door de waterzuil, dan is de lichthoeveelheid die van het nulde-orde-maximum naar nevenmaxima wordt afgebogen, op elk punt van het tralie evenredig met de plaatselijke amplitude van de periodieke variaties in brekingsindex van het medium.

De opstelling is schematisch in *fig. 8* weergegeven. Een verlichte spleet en een lens leveren een evenwijdige lichtbundel, die dwars door de vertragingslijn wordt gestuurd. Een draaggolf van 10 MHz, ge-

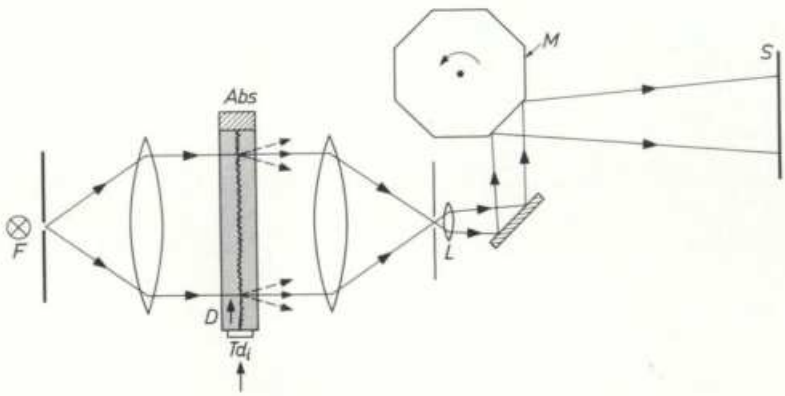


Fig. 8. Beeldweergave bij de „Scophony"-televisieontvanger (1936). Een platte lichtbundel van de bron *F* loopt dwars door de vertragingslijn *D* en wordt op elke plaats in de lijn in intensiteit beïnvloed door de golf die door het videosignaal in de lijn wordt teweeggebracht. De doorgelaten bundel wordt door de lens *L* op het scherm *S* gefocusseerd. Het voortlopen van ieder beeldpunt in de vertragingslijn wordt gecompenseerd door het roterende spiegelsysteem *M*, zodat elk beeldpunt op het scherm stilstaat.

[5]) R. N. Thurston, Trans. I.R.E. **UE-7**, no. 1, 16, 1960.

[6]) J. H. Jeffree, Television **9**, mei 1936, blz. 260, en Brits octrooi no. 439236.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

moduleerd met de video-informatie, wordt aan de vertragingslijn toegevoerd, die een zodanige lengte heeft dat een golftrein die juist aan een volledige beeldlijn beantwoordt hierin ondergebracht kan worden. Op ieder punt van de vertragingslijn wordt nu van het daar opvallende licht een fractie afgebogen uit het nulde-orde-maximum, en deze fractie is evenredig met de signaalamplitude voor het beeldelement dat op dat moment op de desbetreffende plaats van de vertragingslijn is gelokaliseerd. De recht doorgaande nulde-orde-bundel, waarvan de sterkte dus over zijn breedte is gemoduleerd, wordt, zoals men in de figuur ziet, door een lens en een roterend spiegelsysteem op het scherm van de ontvanger gefocusseerd. Een in de vertragingslijn voortschrijdend beeldelement wordt door het roteren van het spiegelsysteem als een stilstaand beeldpunt op het scherm afgebeeld; dit punt zal daar gedurende de gehele aftasting van de lijn aanwezig zijn. Iets dergelijks geldt voor ieder ander punt van de beeldlijn. Een tweede roterende spiegelsysteem, dat in fig. 8 niet is getekend, neemt op analoge wijze de verticale aftasting voor zijn rekening, zodat de opeenvolgend afgetaste lijnen het volledige beeld in de ontvanger vormen.

Bij de „Scophony"-ontvanger had men met al de bekende moeilijkheden van mechanische aftastsystemen te kampen; de belangrijkste hiervan was de synchronisatie van de uiterst snel lopende motor (30 000 omw/min) voor de aandrijving van de roterende spiegels. De „Scophony"-ontvanger werd derhalve spoedig verdrongen door de ontvangers met elektronische aftasting die heden worden gebruikt. Het principe echter om ultrasone technieken toe te passen voor optische aflezing van een elektrisch signaal, is nu nog van belang voor snelle dataverwerking in speciale gevallen. Men kan hierbij bandbreedten van 40 MHz realiseren en men heeft de mogelijkheid om informatie die in porties verdeeld over een periode van vele microseconden binnenkomt, gelijktijdig weer te geven of te bekijken. Een toepassing van een dergelijke techniek zullen we nog tegenkomen in het laatste hoofdstuk.

2) *Traagheidscompensatie bij een vidicon*

Hughes heeft in 1961 ultrasone vertragingslijnen gebruikt om de storende verschijnselen te corrigeren die optreden bij het opnemen van bewegende objecten met een vidicon [7]). Bij deze buis valt het licht van de op te nemen scène op een fotogeleidende laag van antimoontrisulfide en veroorzaakt hierop een geleidingspatroon, waarin de geleiding op ieder punt beantwoordt aan de plaatselijke helderheid van de scène. Om dit patroon om te zetten in een elektrisch signaal, wordt de fotogeleidende laag afgetast door een elektronenbundel, en wel in twee geïnterlinieerde rasters als in het voorgaande beschreven.

Een moeilijkheid bij het vidicon is dat het beeld op de fotogeleidende laag na iedere aftasting nog niet geheel verdwenen is: de geleiding van de laag heeft een eindige uitsterftijd, en het bij het aftasten verkregen signaal bestaat derhalve uit de nieuwe informatie plus een zeker percentage van de voorafgaande informatie. Dit verschijnsel, dat alleen bij een laag verlichtingsniveau merkbaar wordt, heeft ten gevolge dat het beeld van een bewegend object in zekere mate wordt uitgesmeerd.

Om dit effect tegen te gaan, ging Hughes als volgt te werk. Een gedeelte van het signaal van iedere beeldlijn werd vertraagd met een rasterperiode (d.i. 16,651 ms, bij het in de Verenigde Staten gebruikte systeem) en afgetrokken van het signaal van de overeenkomstige lijn in het volgende raster; wegens de interliniëring is dit de aangrenzende lijn in het beeld. De voor de correctie gebruikte fractie van het signaal bedroeg 10-40%. Daar het signaal slechts als correctie voor het hoofdsignaal dient, kan men reeds bij geringe bandbreedte van de vertragingslijn een merkbare verbetering krijgen. Hughes gebruikte een magnetostrictieve lijn met torsietrillingen, waarbij de bandbreedte 600 kHz bedroeg en een draaggolf van 800 kHz gebruikt werd.

De correctie was in zoverre gebrekkig dat het signaal eigenlijk met *twee* rasterperiodes zou moeten worden vertraagd, en dan afgetrokken van dezelfde lijn van het volgende beeld. Wegens de zeer lange vertragingsperiode was dit veel moeilijker te realiseren. Toch werd bij de experimenten van Hughes, ondanks het verwaarlozen van de interliniëring en de geringe bandbreedte, het traagheidseffect reeds merkbaar verminderd.

Bij een andere televisie-opneembuis, het beeldorthicon, wordt een foto-emitterende katode gebruikt en treedt geen uitsmeren op. Het vidicon wordt derhalve in televisie-uitzendingen alleen gebruikt als men hoge verlichtingsniveaus heeft of als het toepassingen betreft waar de geringe afmetingen en andere voordelen van het vidicon de doorslag geven. Bij een onlangs op de markt gebrachte opneembuis van het vidicontype, het „Plumbicon" [8]), waarbij loodoxyde als fotogeleidende laag wordt toegepast, heeft men van het traagheidseffect vrijwel

[7]) W. L. Hughes, Trans. I.R.E. **PGBC-7**, 7, 1961.

[8]) E. F. de Haan, A. van der Drift en P. P. M. Schampers, Het „Plumbicon", een nieuwe televisie-opneembuis, Philips techn. T. **25**, 277-295, 1963 (no. 9).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

geen last. Een traagheidscorrectie zal dus in de toekomst voor televisie slechts zelden nodig zijn.

3) *Correctie voor verticale vlekafmeting*

Met ultrasone vertragingslijnen kan men ook een andere fout van televisie-opneembuizen corrigeren, nl. de vervorming door de verticale vlekafmeting („vertical aperture distortion").

Zowel in de opneembuis als in de beeldbuis moet de elektronenbundel de discrete lijnen aftasten, waaruit het televisiebeeld wordt opgebouwd (in Engeland b.v. 405 lijnen per beeld). De effectieve diameter van de aftastvlek die de elektronenbundel in de opneembuis levert, kan echter niet zo klein gemaakt worden als de ideale lijnbreedte zou eisen. Het bij aftasten van één lijn geproduceerde signaal is dus verontreinigd door informatie van de aangrenzende lijnen. Dit is het bedoelde vervormingseffect. Klaarblijkelijk zal de scherpte van het in de ontvanger verkregen beeld hierdoor worden verminderd. Er treedt eveneens een vervorming door de horizontale vlekafmeting op: terwijl de televisiezender een zodanige bandbreedte heeft dat frequenties overgebracht kunnen worden die met $\frac{3}{4}\times 405$ wisselingen tussen zwart en wit langs één beeldlijn overeenkomen, zal de diameter van de aftastvlek, die verschillende van deze wisselingen gelijktijdig omvat, het gescheiden weergeven van al deze beeldelementen in de ontvanger verhinderen. Deze horizontale vervorming, die sterk lijkt op het effect van een eindige spleetbreedte bij de aftasting van geluidsfilm of van magnetische bandopnamen, kan bij benadering worden gecompenseerd door toepassing van elektronische schakelingen. Bij de vervorming door de verticale vlekafmeting echter heeft men te maken met de bijmenging van informatie die behoort tot beeldelementen die een beeldlijnperiode eerder of later zijn afgetast, en hiervoor kan men alleen corrigeren door gebruik te maken van vertragingslijnen.

Ook hier ontstaat weer een extra-moeilijkheid door de geïnterlinieerde aftasting. Om in een beeldlijn een correctie aan te brengen voor de toegevoegde informatie van de aangrenzende lijnen, zou men die informatie niet gedurende een lijnperiode moeten opslaan (dat is 96 μs in het systeem met 405 lijnen en 50 Hz, dat in Engeland wordt gebruikt), maar gedurende een rasterperiode (20 ms).

Ter vereenvoudiging kan men in eerste instantie de interliniëring buiten beschouwing laten en iedere lijn corrigeren met opgeslagen informatie van de aangrenzende lijnen van *hetzelfde* raster. Om bij deze correctie succes te kunnen boeken, moet echter iedere lijn gecorrigeerd worden met het signaal zowel van de volgende rasterlijn als van de voorafgaande. De opstelling die men hiervoor heeft toegepast, is in *fig. 9* geschetst. Het hoofdsignaal wordt met *een* lijnperiode vertraagd, dat is 96 μs; hiervan wordt afgetrokken een gedeelte van het signaal van de voorafgaande lijn van het raster, welk signaal men een vertraging gelijk aan *twee* maal de lijnperiode heeft laten ondergaan, en een gedeelte van het signaal van de volgende lijn, dat men reeds vooruit beschikbaar heeft gemaakt door het buiten de hoofdvertragingslijn om te leiden. Afhankelijk van de mate van vervorming die men wil corrigeren, heeft men voor de correctie 10 à 20% van het signaal van de aangrenzende lijnen nodig.

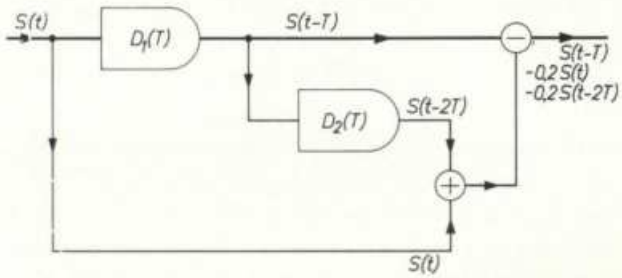


Fig. 9. Correctie voor de verticale vlekafmeting met behulp van twee vertragingslijnen D_1 en D_2, die een vertraging van een lijnperiode geven. Het ingangssignaal is $S(t)$; het met een lijnperiode T vertraagde signaal $S(t-T)$ wordt als hoofdsignaal gebruikt. Dit signaal wordt gecombineerd met 10 à 20% van het signaal van de voorafgaande beeldlijn $S(t-2T)$, dat een tijd $2T$ vertraagd is, en met een zelfde fractie van het signaal van de volgende beeldlijn, $S(t)$, dat géén vertraging heeft ondergaan.

Daar bij deze correctie het hoofdsignaal zelf moet worden vertraagd, moet de te gebruiken vertragingslijn een voldoende bandbreedte hebben voor de hele video-informatie. Bij het systeem met 405 lijnen en 50 Hz met tweezijbandmodulatie is deze bandbreedte 6 MHz, en de frequentiekarakteristiek moet in deze band binnen 1 dB vlak zijn, wil men een merkbare vervorming vermijden. Is de aftasting gesynchroniseerd met het net, dan moet bovendien de lengte van de vertragingslijn instelbaar zijn, aangezien de frequentie van het net vrij sterk kan fluctueren. Voor deze toepassing is een instelbare kwik-vertragingslijn aangewezen. Met behulp van een servomechanisme voor het instellen van de lengte van de lijn kan men dan de correctie voor de verticale vlekafmeting geheel automatiseren. Wordt de aftasting door een kristaloscillator gestuurd, dan is geen instelling van de lengte nodig en kan een vastestof-vertragingslijn worden gebruikt.

Met de beschreven methode heeft men een belangrijke verbetering in beeldkwaliteit kunnen verkrijgen. Uitvoeringsvormen zijn beschreven door Gib-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

son en Schroeder [9]) in 1960 en door Howorth [10]) in 1962. Wil men echter de correctie zo effectief mogelijk maken, dan moet men rekening houden met de interliniëring, d.w.z. iedere lijn moet worden gecorrigeerd met informatie van de aangrenzende lijn in het beeld en niet in het raster. In dat geval kan men een analoge opstelling gebruiken als in fig. 9, maar de vereiste vertragingen bedragen nu een rasterperiode (20 ms).

Daar ook het hoofdsignaal deze lange vertraging moet ondergaan, en natuurlijk zonder scherpteverlies, komt men hier voor een bijzonder lastig probleem te staan. Zoals eerder vermeld, is kwartsglas het meest geschikte vertragingsmedium om bij een grote bandbreedte lange vertragingen te realiseren, maar zelfs met kwartsglas is het bij de tegenwoordig gebruikte technieken niet mogelijk een enkele vertragingslijn te construeren die een vertraging van 20 ms levert, aangezien hiervoor een weglengte van 80 m vereist is. Stukken kwartsglas van de hiervoor vereiste afmetingen en homogeniteit kan men op het ogenblik nog niet maken; overigens zou ook de demping op een dergelijke weglengte te groot zijn. Om de genoemde vertraging teweeg te brengen, moet men derhalve een aantal kortere vertragingslijnen achter elkaar schakelen, met daartussen relaisversterkers, die na elke vertragingslijn het signaal weer op peil brengen. Bij Mullard is een vertragingslijn voor 20 ms geconstrueerd die uit acht gedeelten bestaat, ieder voor een vertraging van 2,5 ms. Het geheel heeft een bandbreedte van 8 MHz bij een centrale frequentie van 30 MHz.

Er is reeds op gewezen dat bij synchronisatie van de aftasting met de netfrequentie de vertraging instelbaar moet zijn. Hiertoe wordt de reeks kwartsvertragingslijnen geconstrueerd voor een nominale vertraging van iets minder dan 20 ms. Het ontbrekende gedeelte van de vertraging wordt teweeggebracht door een korte kwik-vertragingslijn, die men, zoals boven beschreven, kan voorzien van een servomechanisme om de vertraging doorlopend aan te passen bij de netfrequentie. Door middel van dit servomechanisme kan men ook temperatuurvariaties compenseren, maar men kan ook eenvoudig het geheel op een constante temperatuur houden door het in een thermostaat te plaatsen. Deze temperatuur dient dan bij voorkeur gekozen te worden tussen 50 °C en 70 °C, aangezien de demping van kwartsglas in dit temperatuurgebied geringer is dan bij kamertemperatuur.

[9]) W. G. Gibson en A. C. Schroeder, J. Soc. Mot. Pict. Telev. Engrs. **69**, 359, 1960.
[10]) D. Howorth, B.B.C. Research Department Report **T-085**, 1962.

Men kan het mechanische signaal uit de laatste kwarts-vertragingslijn ook direct aan de kwiklijn toevoeren, en aldus één relaisversterker en twee transducenten uitsparen. De te volgen methode is in *fig. 10* geschetst. De golf van de schuiftrilling in het kwartsglas ondergaat een reflexie aan een vlak dat zodanig is aangebracht dat het invalsvlak niet verticaal op de polarisatierichting van de golf staat, maar evenwijdig hieraan is, en wel met een zodanige

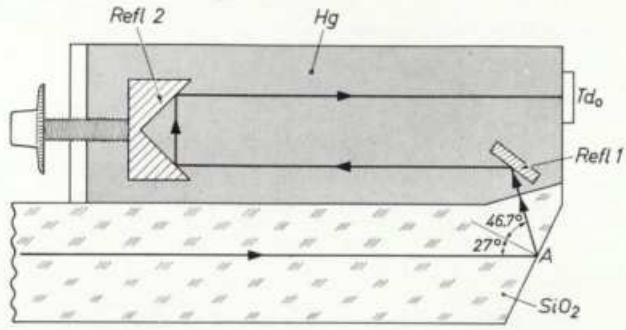


Fig. 10. Combinatie van een kwarts-vertragingslijn met een instelbare kwik-vertragingslijn. In de kwartslijn (SiO_2) plant zich een verticaal gepolariseerde schuiftrilling voort. Het invalsvlak en de invalshoek hiervan in het punt *A* zijn zodanig dat het signaal volledig wordt omgezet in een compressiegolf. Deze golf treedt dan rechtstreeks de kwik-vertragingslijn binnen, waarin de reflector *Refl 1* en de instelbare tweevlaksreflector *Refl 2* zijn aangebracht. Met behulp van de laatste kan de vertraging van de samengestelde lijn worden ingesteld.

invalshoek dat de golf geheel wordt omgezet in een compressiegolf. Deze golf laat men dan het kwik binnentreden, dat zich bevindt in een stalen vat dat in innig contact gebracht is met het einde van de kwarts-vertragingslijn.

Zoals men ziet, wordt de vertragingslijn die men bij een ideale correctie voor de verticale vlekafmeting nodig heeft nogal ingewikkeld, en men kan zich afvragen of men de beide vertragingen van 20 ms die volgens het systeem van fig. 9 vereist zijn, niet met één enkele vertragingslijn teweeg kan brengen. Dit is inderdaad mogelijk door in de frequentieband van de vertragingslijn, ter breedte van 8 MHz, twee verschillende draaggolffrequenties te gebruiken. In *fig. 11* is aangegeven hoe men dan te werk gaat. Is de centrale frequentie van de vertragingslijn 30 MHz, dan stuurt men het hoofdsignaal als eenzijbandmodulatie (met bandbreedte 4 MHz) op een draaggolf van 26 MHz door de vertragingslijn. Dit signaal combineert men dan met een fractie van het signaal van de volgende lijn in het volgende raster, dat geen vertraging heeft ondergaan, en met een fractie van het signaal van de voorafgaande lijn van het voorafgaande raster, dat, nadat het eerst de vertragingslijn heeft doorlopen op een draaggolf van 26 MHz, nogeens hierdoorheen is gestuurd op een draaggolf van 34 MHz. Door filters houdt men de twee signalen gescheiden.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

De demping van de vertragingslijn en de ruis van de versterkers zijn oorzaak dat de scherpteverbetering die bij deze beide methodes van correctie voor de verticale vlekafmeting wordt verkregen, ten koste gaat van enige achteruitgang in de signaal-ruisverhouding. Aangezien echter de signaal-ruisverhouding van het vertragingssysteem normaal van de orde van 50 dB is, is over het geheel toch sprake van een aanzienlijke verbetering in de beeldkwaliteit.

4) *De kleurentelevisiesystemen „Secam" en „PAL"*

Bij de in het voorgaande beschreven toepassing werd een ultrasone vertragingslijn gebruikt om het nadelige effect van een beeldlijn op de aangrenzende lijnen te verminderen en aldus de scherpte te verbeteren. Bij het enkele jaren geleden voorgestelde „Secam" systeem voor kleurentelevisie [11]) wordt gebruik gemaakt van een soortgelijk proces voor een tegenovergesteld doel: een beeldlijn wordt in een vertragingslijn opgeslagen om informatie aan de volgende beeldlijn toe te voegen.

Ieder kleurentelevisiesysteem moet bij voorkeur „compatible" zijn, d.w.z. het moet mogelijk zijn het gehele signaal als een zwart-witbeeld op een normale zwart-witontvanger weer te geven. Men zendt hiertoe drie signalen uit; één hiervan is een helderheidssignaal, dat de helderheid of luminantie van ieder beeldelement geeft, precies als in zwart-wittelevisie. De andere twee signalen bevatten de kleurinformatie, ze geven de kleurtoon en de verzadiging van de kleur in ieder punt van het beeld. Deze worden uitgezonden als „kleurverschilsignalen voor rood en blauw": het eerste geeft het bedrag aan waarmee het rood-signaal verschilt van het helderheidssignaal, het tweede geeft het analoge verschil voor het blauw. Het groen-signaal is hetgeen overblijft nadat men het rood- en het blauw-signaal van het helderheidssignaal heeft afgetrokken. Bij het „Secam" systeem worden deze kleursignalen niet gelijktijdig uitgezonden, zoals in het N.T.S.C. systeem, maar op afwisselende lijnen van ieder raster. Bij het schrijven van iedere lijn gebruikt de ontvanger rechtstreeks de informatie die hij op het desbetreffende moment ontvangt (b.v. de blauwinformatie), terwijl hij voor de andere kleurverschilinformatie (het rood) gebruik maakt van de informatie die op de vorige lijn van het raster werd uitgezonden. Dat aldus de helft van de kleurinformatie altijd voor twee naburige lijnen van ieder raster gemeenschappelijk wordt gebruikt, brengt een zeker scherpteverlies in de kleurendetails mee, want het mengproces introduceert een soortgelijke fout als de verticale vlekbreedte, die in het vorige hoofdstuk is besproken. De fouten betreffen nu echter in eerste instantie de kleur van het beeld en niet de helderheid, en het oog is voor scherpteverlies in de kleurinformatie minder gevoelig.

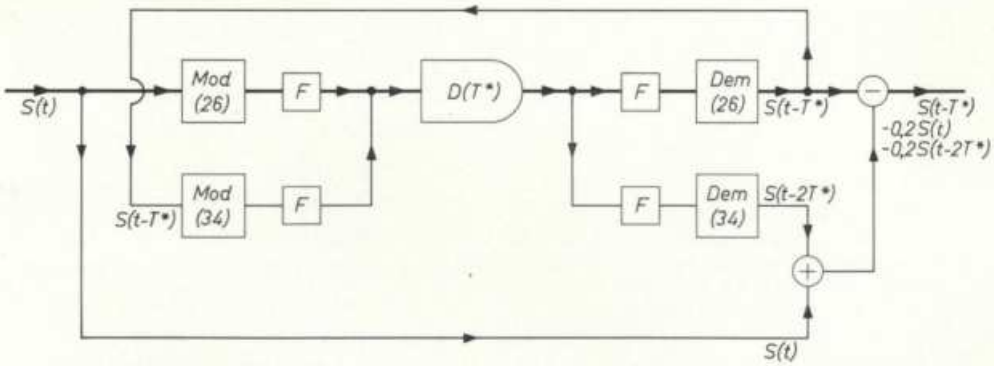


Fig. 11. Correctie voor de verticale vlekafmeting met behulp van signalen die een rasterperiode vertraagd zijn. Dit systeem lijkt op dat van fig. 9, met dit verschil echter dat nu een enkele vertragingslijn *D* de beide nodige vertragingen ten bedrage van een rasterperiode levert. Het signaal (dat een bandbreedte van 4 MHz heeft) wordt eerst als eenzijbandmodulatie van een draaggolf van 26 MHz door de vertragingslijn gestuurd, met behulp van een modulator *Mod*, een demodulator *Dem* en geschikte filters *F*, en vervolgens gebeurt hetzelfde nogeens op een draaggolf van 34 MHz. De centrale frequentie van de 8 MHz brede doorgelaten frequentieband van de vertragingslijn is 30 MHz.

Om de beschreven combinatie van de kleurinformatie van naburige lijnen van een raster tot stand te brengen, heeft een „Secam" ontvanger een inrichting nodig die het kleursignaal gedurende een lijnperiode kan bewaren (dat is gedurende 64 μs, bij het systeem met 625 lijnen en 50 Hz, dat voor kleurentelevisie in Europa zal worden toegepast). Daar men van plan is de zenders niet aan de netfrequentie te koppelen, doch door een kristal te sturen, behoeft de genoemde vertraging niet instelbaar te zijn en men behoeft derhalve geen kwik-vertragingslijn te gebruiken. Bovendien is de vertraging betrekkelijk kort, de centrale frequentie laag (4,43 MHz), de vereiste bandbreedte slechts 2 MHz, en aan de randen van de

[11]) P. Cassagne en M. Lauvanet, Ann. Radioélectricité **16**, 109, 1961.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

doorgelaten band kan enige verzwakking worden toegelaten. Men kan derhalve een bruikbare vertragingslijn maken met glas als vertragingsmedium. Glas heeft het nadeel dat de voortplantingssnelheid van schuiftrillingen in elk monster iets anders is, zodat elke lijn individueel moet worden gecontroleerd en op de vereiste vertraging ingesteld, die niet meer dan 0,05 μs van de nominale waarde mag afwijken. Voor deze instelling moet men aan een der reflecterende kanten van de lijn iets afslijpen. Gewoonlijk is dit niet eenvoudig, aangezien men er fouten van de richting van de gereflecteerde bundel door kan veroorzaken. Door toepassing van de in *fig. 12* weergegeven configuratie wordt echter de instelling vereenvoudigd. Slijpt men de langste kant van het lichaam

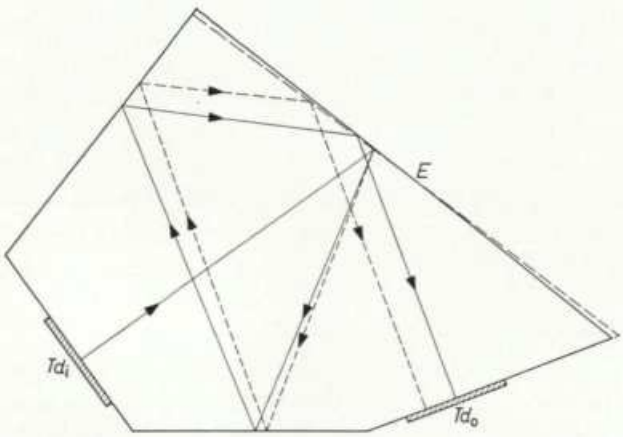


Fig. 12. Baan van de golven in een vertragingslijn van glas die kan dienen voor de kleurentelevisiesystemen „Secam" en „PAL". Krijgt de straalrichting door een fout in de afslijphoek van het oppervlak *E* bij de eerste reflexie een afwijking, dan wordt deze door de tweede reflexie aan hetzelfde oppervlak gecompenseerd. Duidelijkheidshalve is de mogelijke hoekfout hier sterk overdreven getekend.

van de vertragingslijn, waaraan twee reflexies plaatsvinden, iets af, dan wordt een afwijking van de richting van de golf (in het vlak van tekening) die een fout in de slijphoek bij de eerste reflexie veroorzaakt, bij de tweede reflexie weer gecompenseerd. Zulk een compensatie is van belang om te zorgen dat het ontvangen signaal binnen de hoofdtak van het polaire diagram van de uitgangstransducent blijft.

De verkregen vertraging mag in het hele temperatuurgebied waarin de ontvanger normaal moet kunnen werken niet noemenswaard variëren. Bij enkele onlangs geconstrueerde experimentele vertragingslijnen van het door Philips vervaardigde glas type 18 bedraagt de temperatuurcoëfficiënt van de vertraging ongeveer 0,001 μs/°C, zodat de temperatuur met ongeveer 50 °C mag stijgen of dalen voordat het beeld merkbaar in kwaliteit achteruitgaat.

Bij deze toepassing is het bijzonder belangrijk dat de amplitude van signalen die op verkeerde tijdstippen bij de uitgangstransducent van de vertragingslijn aankomen, zo klein mogelijk wordt gehouden, aangezien hierdoor kleuren op verkeerde plaatsen zouden ontstaan. Bij de in fig. 12 geschetste constructie wordt het niveau van de parasitaire signalen op —35 tot —40 dB gehouden: men kan ze desgewenst zelfs tot —50 dB reduceren.

Het spanningsverlies van deze vertragingslijnen bedraagt 20 tot 25 dB, als men met symmetrische afsluitingen werkt (d.w.z. wanneer de inwendige weerstand van de signaalbron gelijk is aan de belastingsweerstand) en als men de weerstandswaarde zo kiest dat een zo vlak mogelijke frequentiekarakteristiek in de doorgelaten frequentieband wordt verkregen. Het spanningsverlies kan bij asymmetrische afsluitingen in het gunstigste geval nog 12 dB kleiner worden gemaakt. Dit verlies compenseert men door een versterker achter de vertragingslijn. De waarden van de diverse elementen in de schakeling luisteren niet nauw.

Bij het N.T.S.C. systeem worden de kleurverschilsignalen gelijktijdig uitgezonden, maar ze verschillen in faze. Bij weer een ander systeem voor kleurentelevisie, het „PAL" systeem [12]), wordt de faze van een van deze signalen op elke tweede lijn omgekeerd. Onlangs heeft men voorgesteld om in de ontvangschakeling die de beide signalen decodeert en scheidt, de kleurinformatie van een bepaalde beeldlijn gedurende een lijnperiode op te slaan en deze bij de voor de volgende lijn ontvangen informatie op te tellen of hiervan af te trekken. Daar het echter van belang is dat de beide signalen in de juiste faze worden gemengd, moet de te gebruiken vertragingslijn hierbij tot op een fractie van de periode van de subdraaggolf, d.w.z. tot op enkele nanoseconden nauwkeurig werken. Bovendien moet de vertraging tot op een dergelijke fout constant zijn over de frequentieband van het kleursignaal en in het hele temperatuurgebied waarin de ontvanger moet werken.

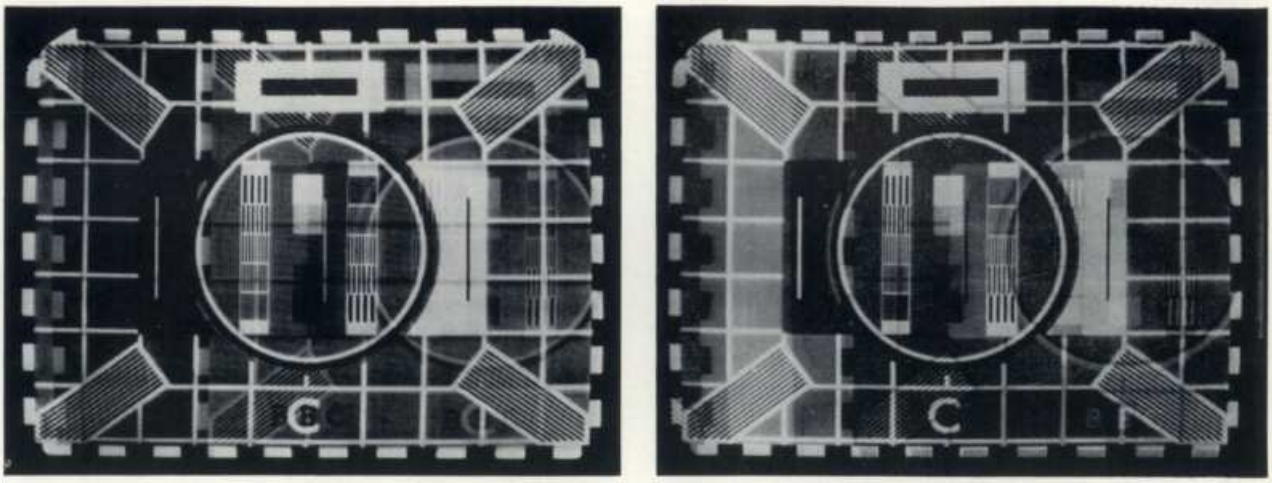
5) *Onderzoek van storingen door signaalontvangst langs verschillende wegen*

Het door een televisieontvanger weergegeven beeld vertoont vaak storingen doordat de ontvanger twee (of meer) signalen tegelijk verwerkt, die de ontvangantenne langs verschillende wegen hebben bereikt, het ene b.v. rechtstreeks van de zender en het andere via reflexie aan een passerend vliegtuig. Is het gereflecteerde signaal sterk genoeg in verhouding tot het directe signaal, dan kan een nevenbeeld (ghost picture) ontstaan; zie *fig. 13*. Bij de voortbeweging van het vliegtuig varieert het wegverschil en dus het

[12]) W. Bruch, Farbfernsehsysteme — Überblick über das NTSC-, SECAM- und PAL-System, Telefunken-Z. **36**, 70-88, 1963 (no. 1/2).

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023



a *b*

Fig. 13. Nevenbeelden ten gevolge van reflexies van het signaal, b.v. aan een passerend vliegtuig.
a) Het gereflecteerde signaal is in faze met het hoofdsignaal.
b) Het gereflecteerde signaal is in tegenfaze met het hoofdsignaal.

tijdverschil tussen de twee signalen. Faze en plaats van het door het gereflecteerde signaal veroorzaakte beeld veranderen dus voortdurend, hetgeen een soort flakkeren op het scherm van de ontvanger kan veroorzaken.

Bij het ontwerpen van een nieuwe ontvanger of het ontwikkelen van een nieuw systeem (b.v. voor kleurentelevisie) in het laboratorium is het van belang de invloed van gereflecteerde signalen op het ontvangen beeld te onderzoeken. Aangezien het niet erg praktisch is om echte vliegtuigen voor het leveren van het gereflecteerde signaal te gebruiken, en het dan ook niet gemakkelijk zou zijn een reflexie nauwkeurig te reproduceren, moet men het gereflecteerde signaal kunstmatig voortbrengen.

Voor dit doel kan een instelbare kwik-vertragingslijn worden gebruikt [13]). Bij de in *fig. 14* weergegeven opstelling werd het testsignaal, dat afkomstig was van een normaal in bedrijf zijnde televisiezender of van een ter plaatse aanwezige testbeeldgenerator, op een draaggolf met een geschikte frequentie (nl. 15 MHz) gemoduleerd en aan twee kanalen toegevoerd. Het ene kanaal bestond uit een korte vertragingslijn met een vaste vertraging van 30 μs, het andere bevatte een instelbare vertragingslijn, waarvan de vertraging continu kon worden gevarieerd tussen 25 en 300 μs. In serie met de instelbare vertragingslijn was een verzwakker aangebracht.

Na doorlopen van de vertragingslijnen werden de signalen van beide kanalen samengevoegd en de frequentie weer omgezet in de oorspronkelijke draaggolffrequentie. Het mengsel werd aan de te onderzoeken ontvanger toegevoerd. Door wijziging van de instelbare vertraging kon men het effectieve wegverschil tussen de twee signalen veranderen, en door instelling van de verzwakker kon men de sterkte van het gereflecteerde signaal regelen.

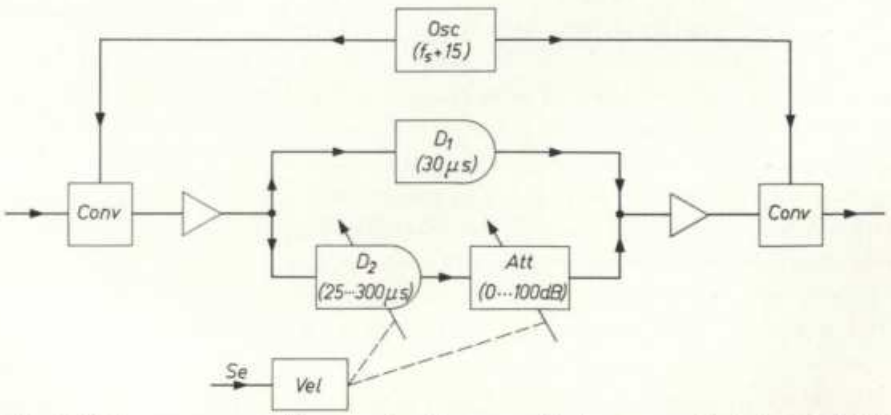


Fig. 14. Schema van opstelling ter nabootsing van reflexie aan een vliegtuig met behulp van een instelbare vloeistof-vertragingslijn. Het signaal dat (na modulatie op een hulpdraaggolf van 15 MHz) door de vaste vertragingslijn D_1 met een vertraging van 30 μs loopt, vertegenwoordigt (na demodulatie van de hulpdraaggolf) het rechtstreeks van de zender bij de ontvanger aankomende signaal. Het signaal dat door de instelbare vertragingslijn D_2 en de verzwakker *Att* loopt, bootst het signaal na dat aan een passerend vliegtuig wordt gereflecteerd; de amplitude en faze van dit signaal kunnen worden gevarieerd. Zowel de vertragingslijn als de verzwakker wordt ingesteld met een Velodyne-motor *Vel*, waarvan de stuurspanning op geschikte wijze kan worden geprogrammeerd (servosysteem *Se*).

[13]) C. F. Brockelsby, Electronic Design, okt. 1957, blz. 36.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

De instelbare vertragingslijn was een kwik-vertragingslijn, die enigszins overeenkomt met de lijn die in fig. 4 is afgebeeld. Om het effect van een passerend vliegtuig na te bootsen, werd de schroefas, waarop de instelbare reflector van deze lijn zit, aangedreven door een Velodyne-motor. Het toerental van deze motor is evenredig met de ingangsspanning van de Velodyne-versterker. Door deze stuurspanning van een potentiometer af te nemen, kon men de vertraging gemakkelijk een bepaald gewenst programma doen doorlopen.

Bij een draaggolffrequentie van 15 MHz had de vertragingslijn een bandbreedte van 8 MHz als met de maximale vertraging van 300 μs werd gewerkt. Bij een signaalniveau van 3 mV aan de ontvanger kon een signaal-ruisverhouding van 50 dB worden verkregen. Het spanningsverlies op de vertragingslijn was ongeveer 50 dB, voor de ingangstransducent was dus een spanning van ongeveer 1 V nodig, die gemakkelijk en met zeer geringe niet-lineaire vervorming door een kleine ontvangbuis kon worden geleverd.

Een dergelijk systeem is nader beschreven in 1958 door Gander en Mothersole [14]). Vooral voor het onderzoek van een nieuw televisiesysteem zoals het N.T.S.C. kleurensysteem bleek deze toepassing van vertragingslijnen zeer nuttig.

6) *Lijnenvertalers*

In vele gevallen is het nodig een videosignaal van een aftastsysteem, b.v. met 625 lijnen, te vertalen in een ander systeem, b.v. met 405 lijnen. Een „lijnenvertaler", die dit presteert, is geregeld nodig wanneer programma's uitgewisseld worden tussen landen die verschillende systemen toepassen. De gebruikelijke methode is dan dat men het ingangssignaal weergeeft op een katodestraalbuis met relatief lange nalichttijd en dat men dit beeld laat bekijken door een televisieopneembuis die met het gewenste aftastsysteem werkt [15]). Door de omzetting van de videosignalen in een beeld en weer terug kan extra ruis ontstaan, en het nalichten van de fosfor, dat hierbij essentieel is, kan leiden tot scherpteverlies en tot het uitsmeren van bewegende beelden. Bovendien zijn moiréeffecten bij deze methode vrijwel onvermijdelijk. Het is daarom van belang naar andere methodes voor lijnenvertalers uit te zien.

In de meeste landen is de rasterfrequentie van het televisiesysteem gelijk aan de netfrequentie. Bij een universele lijnenvertaler moet daarom zowel worden voorzien in een wijziging van de rasterfrequentie als van het lijnenaantal. In vele gevallen echter heeft men te maken met gelijke rasterfrequenties van de ingangs- en de uitgangssignalen; er is dan alleen een omzetting van het lijnenaantal vereist. In Engeland b.v. is men van plan in de toekomst een 625-lijnencamera te gebruiken, maar het beeld gelijktijdig zowel op 625 lijnen als op 405 lijnen uit te zenden, bij dezelfde rasterfrequentie. Het toestel voor de omzetting dat men hierbij nodig heeft, noemt men een synchrone lijnenvertaler. Lord en Rout hebben in 1962 een dergelijke vertaler beschreven, die gebruik maakt van ultrasone vertragingslijnen [16]).

Bij een lijnenvertaling die niet via het beeldscherm loopt, moet men twee stappen onderscheiden. Ten eerste moet door selectief weglaten of herhalen van informatie het aantal lijnen in het raster op dat van het nieuwe systeem worden gebracht; ten tweede moet de informatie in elke lijn herverdeeld worden volgens de tijdschaal van het nieuwe lijnensysteem. Zo moet b.v. een lijn van het 625-lijnensysteem, die 64 μs duurt, uitgerekt worden tot 96 μs, dat is de duur van een lijn van een 405-lijnensysteem.

In *fig. 15* is als eenvoudig voorbeeld voorgesteld een reductie van het aantal lijnen met een factor $\frac{3}{4}$. De omzetting geschiedt hier door iedere vierde lijn van het raster weg te laten. Geeft men dan echter de lijnen volgens het nieuwe systeem op het scherm weer, dan zullen ze verdeeld zijn als gegeven door de gestippelde lijnen. Een reeks beeldelementen *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, *H*, die oorspronkelijk op een schuine rechte lijn lagen, zullen nu een gebroken lijn *a*, *b*, *c*, *e*, *f*, *g* vormen.

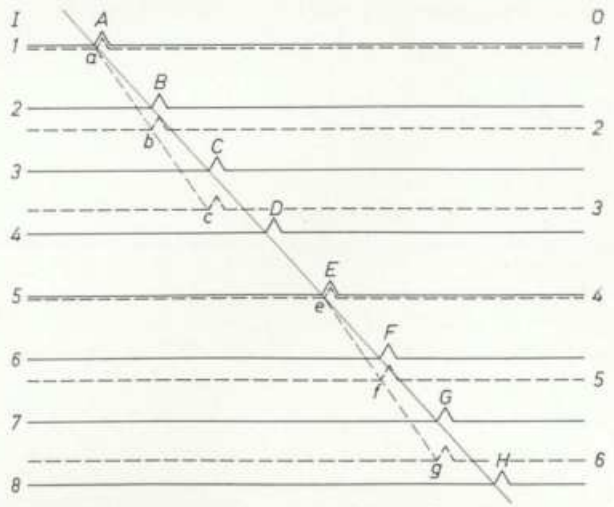


Fig. 15. Lijnenvertaling door eenvoudig weglaten (of toevoegen) van beeldlijnen. De schets toont het geval dat men het aantal beeldlijnen met een factor $\frac{3}{4}$ verkleint door iedere vierde lijn weg te laten. *I* nummering der ingangslijnen. *O* nummering der uitgangslijnen. Een rij beeldpunten *ABCDEFGH* op een schuine rechte lijn wordt hier getransformeerd in een zigzag-rij *abcefg*.

[14]) M. C. Gander en P. L. Mothersole, Electronic Engng. **30**, 408, 1958.

[15]) J. Haantjes en Th. G. Schut, Een lijnenvertaler voor internationale uitwisseling van televisieprogramma's, Philips techn. T. **15**, 349-358, 1953.

[16]) A. V. Lord en E. R. Rout, I.E.E./I.R.E. International Television Conference, Londen, juni 1962.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

Dit is ongewenst, en bovendien zou men de informatie die in elke vierde lijn aanwezig was (in casu het beeldelement D) niet geheel kwijt willen raken. Verbetering wordt hierin gebracht door ieder van de overblijvende lijnen te corrigeren met geschikt gekozen fracties van de informatie van de naburige lijnen; zie *fig. 16*. De uitgangslijn 1 wordt onveranderd weergegeven. De uitgangslijn 2 wordt weergegeven tussen de ingangslijnen 2 en 3 en bevat zowel informatie van lijn 2 (b.v. B weergegeven op punt b_1) als informatie van lijn 3 (punt c_1). Evenzo bevat de uitgangslijn 3 zowel informatie van de ingangslijn 3 (c_2) als van de ingangslijn 4 (d_1). Op deze wijze wordt een interpolatie gerealiseerd, waardoor de vertekening van de schuine puntenrij wordt verminderd, hoewel men enig verlies van de scherpte in horizontale richting op de koop toe moet nemen.

Bij de door Lord en Rout beschreven methode wordt de vereiste interpolatie uitgevoerd met behulp van een vertraging ten bedrage van een lijnperiode. De opstelling is schematisch in *fig. 17* weergegeven. Het ingangssignaal wordt in twee delen gesplitst. Het ene deel wordt toegevoerd aan een vertragingslijn die de genoemde vertraging levert; het andere deel wordt vermenigvuldigd met een zg. interpolatiefunctie F en wordt aan de ingang van een opteller toegevoerd. Hierin wordt het signaal gecombineerd met het signaal dat behoort bij de voorafgaande rasterlijn en dat, nadat het de vertragingslijn heeft doorlopen, vermenigvuldigd is met het complement van de interpolatiefunctie $(1 - F)$. Aan de uitgang van de opteller heeft men dan het geïnterpoleerde signaal van het nieuwe lijnensysteem, dat nu nog tot de nieuwe lijnperiode moet worden uitgerekt.

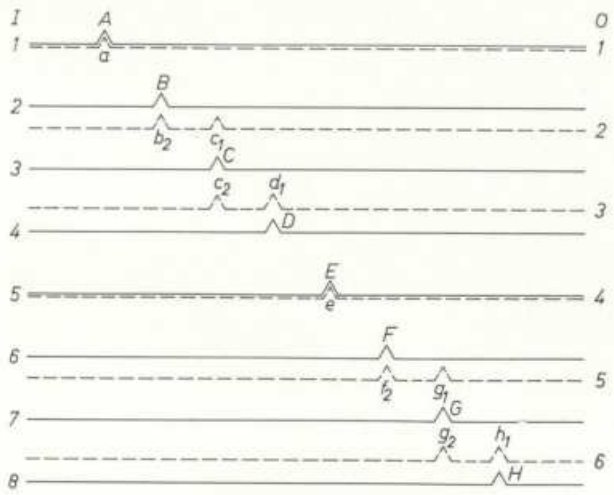


Fig. 16. Lijnenvertaling met interpolatie. Het verschil van deze methode ten opzichte van die in fig. 15 bestaat daarin dat ieder van de overblijvende beeldlijnen van het nieuwe systeem gecorrigeerd wordt met in de juiste verhouding toegevoegde informatie van de aangrenzende lijnen. Er gaat dus geen beeldinformatie verloren en de resulterende vervorming wordt verminderd.

De momentele waarde van de periodieke interpolatiefunctie F bepaalt de verhouding waarin de informatie van ieder der beide aangrenzende rasterlijnen zal bijdragen tot de resulterende lijn. Is b.v. $F = 0{,}3$, dan bestaat het resulterende signaal voor 30% uit de informatie van de ingangslijn $S(t)$ en voor 70% uit informatie van de voorafgaande lijn $S(t-T)$. In het eenvoudige voorbeeld dat we boven hebben beschouwd, moet F een periode gelijk aan vier ingangslijnperiodes hebben, aangezien iedere vierde lijn weggelaten wordt. In de praktijk kan men voor de interpolatiefunctie een zaagtand nemen.

De vertraging met één lijnperiode kan men weer op twee manieren realiseren: òf met de instelbare kwik-vertragingslijn van het vroeger beschreven type, indien de vertraging instelbaar moet zijn ter compensatie van netfrequentieschommelingen, òf met een kwarts-vertragingslijn, indien het systeem met een kristalgestuurde frequentie is gesynchroniseerd.

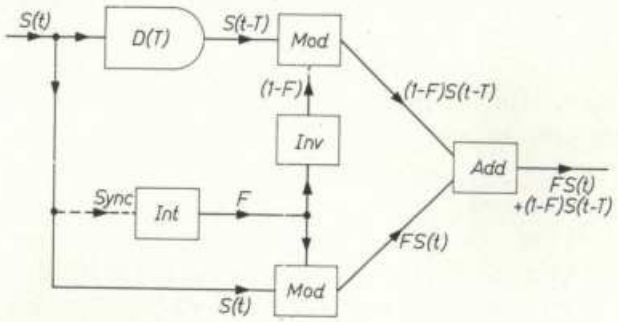


Fig. 17. Schema van opstelling met een vertragingslijn ter uitvoering van de in fig. 16 geschetste interpolatie. De vertraging bedraagt een ingangslijnperiode T. De momentele grootte van de in de generator *Int* geproduceerde interpolatiefunctie F bepaalt de fractie van de informatie van iedere ingangslijn die voor de resulterende uitgangslijn wordt gebruikt. De generator *Int* wordt gesynchroniseerd met de lijnfrequentie van het ingangsvideosignaal. *Mod* modulatoren. *Inv* omkeerschakeling. *Add* opteller.

Het kan zijn — maar bij bewegende beelden is dit geenszins zeker — dat men een beter resultaat zou krijgen als men niet tussen aangrenzende lijnen van het raster, maar tussen aangrenzende lijnen van het beeld interpoleert. Men zou dan een vertraging met een rasterperiode van 20 ms nodig hebben; hiervoor zou men de vroeger beschreven samengestelde kwarts-vertragingslijn kunnen gebruiken.

Als tweede proces bij de lijnenvertaling hebben we genoemd het uitrekken van ieder van de geselecteerde lijnen tot de lijnperiode van het nieuwe systeem. Men kan dit doen door de in één beeldlijn vervatte informatie in te lezen in een geheugen, b.v. van een analogon-rekenmachine, en het geheugen weer uit te lezen met de snelheid die beantwoordt aan de uitgangslijnperiode. Het geheugen kan b.v. een magne-

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

tische band zijn. Volgens een ander voorstel [17]) neemt men als geheugen eenvoudig een aantal condensatoren gelijk aan het aantal beeldelementen op een beeldlijn. Voor het in- en uitlezen dienen twee elektronische „roterende" schakelaars, ieder met een aantal contacten gelijk aan het aantal beeldelementen (en condensatoren). Gedurende één ingangslijnperiode maakt de ene schakelaar een volledige rondgang en voert aan iedere condensator een lading toe die evenredig is met de signaalamplitude van het bijbehorende beeldelement. De tweede schakelarm, die de lading van elke condensator afleest en dit gegeven aan de uitgang toevoert, maakt een volledige rondgang gedurende één uitgangslijnperiode.

Voor dit uitrekken van de lijnen kan men echter ook weer een ultrasone vertragingslijn gebruiken in combinatie met een soortgelijke optische afleesmethode als in de bovenbeschreven „Scophony"-ontvanger. Wij hebben gezien dat in deze ontvanger het continu voortlopen van beeldpunten over het scherm gecompenseerd werd door een roterend spiegelsysteem. Door instelling van de rotatiesnelheid kan men de punten ook met iedere gewenste snelheid laten lopen, en door ze dan langs een lichtgevoelig element te sturen, b.v. een fotomultiplicator, kan het ingangssignaal weer in een elektrisch signaal worden omgezet, waarbij het uitgangssignaal dat aan een ingangslijnperiode beantwoordt, op iedere gewenste tijdsduur kan worden geregeld.

In de praktijk zou men het systeem beter iets anders kunnen uitvoeren dan de „Scophony"-ontvanger: de omzetting van het elektrische signaal in een optische modulatie wordt beter lineair indien men hiervoor gebruik maakt van de foto-elastische eigenschappen van kwartsglas [18]). Laat men een bundel gepolariseerd licht dwars door een staaf kwartsglas vallen, dan zal deze bij aanwezigheid van een mechanische spanning een draaiing van het polarisatievlak teweeg brengen; deze eigenschap wordt vaak voor spanningsonderzoek gebruikt. Plaatst men de staaf tussen gekruiste polarisatoren, dan zal bij afwezigheid van een mechanische spanning geen licht door het systeem gaan; bij aanwezigheid van een plaatselijke spanning zal het licht aldaar op zijn weg dwars door de staaf een component krijgen die in het vlak van de analysator gepolariseerd is, en deze component zal door de fotomultiplicator worden gedetecteerd. Brengt men dus aan een uiteinde van de staaf een transducent aan en voert men hieraan een videosignaal toe, dan zal een modulatie van het licht dwars over de bundel volgens het videosignaal worden verkregen.

Bij deze opstelling zou men een kwadratische responsie krijgen, aangezien zowel een trek- als een drukspanning tot lichtdoorlating zou leiden. Om de karakteristiek lineair te maken, brengt men nog een $\frac{1}{4}\lambda$-plaatje aan, waardoor als het ware het optische werkpunt halverwege tussen uitdoving en volledige doorlating wordt ingesteld. Is de staaf spanningsvrij, dan wordt er dus nu een zekere hoeveelheid licht doorgelaten, en deze hoeveelheid wordt gemoduleerd wanneer een videosignaal op een draaggolf aan de transducent wordt toegevoerd.

Een volledige opstelling voor het uitrekken van beeldlijnen met behulp van een foto-elastische vertragingslijn is in *fig. 18* getekend. Bij toevoer van een signaal aan de vertragingslijn laat deze een hoeveelheid licht door waarvan de sterkte op ieder punt af-

[17]) P. Rainger, I.E.E./I.R.E. Int. Telev. Conf., Londen, Juni 1962.

[18]) C. F. Brockelsby, J. S. Palfreeman en R. W. Gibson, Britse octrooiaanvrage no. 8408/64 (PHB 31277).

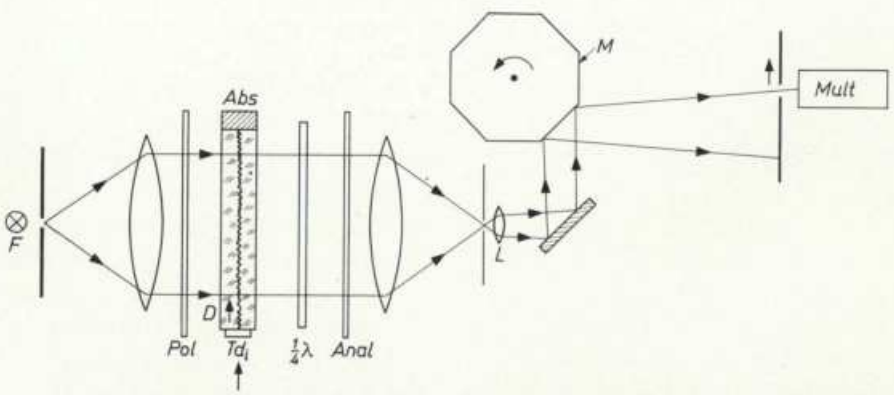


Fig. 18. Opstelling voor het uitrekken van de lijnen bij een lijnenvertaler. De opstelling, die lijkt op die voor een „Scophony"-ontvanger volgens fig. 8, bevat een foto-elastische vaste-stof-vertragingslijn, gecombineerd met gekruiste polarisatoren (*Pol* en *Anal*) en een $\frac{1}{4}\lambda$-plaat. De rotatiesnelheid van het spiegelstelsel *M* wordt zo ingesteld dat de beeldpunten van iedere volledige ingangsbeeldlijn in een tijd gelijk aan de gewenste uitgangslijnperiode langs de spleet van de fotomultiplicator *Mult* bewegen.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

hangt van de op dat punt van de lijn aanwezige signaalamplitude. Evenals bij de „Scophony"-ontvanger wordt de vertragingslijn door een lens afgebeeld op een scherm; op een punt van dit scherm is een spleet aangebracht, die het opvallende licht doorlaat naar een fotomultiplicator. De snelheid van het roterende spiegelsysteem wordt zo ingesteld dat de beeldelementen van een volledige beeldlijn juist in een tijd gelijk aan de gewenste uitgangslijnperiode langs de spleet van de fotomultiplicator lopen. Zo wordt dus de gewenste uitrekking van de beeldlijn verkregen. Met het oog op de grote snelheden waarmee hier de informatie moet worden verwerkt, is een dergelijk systeem wellicht aantrekkelijker dan het gebruik van een geheugen.

In plaats van met een roterend spiegelsysteem te werken, zou men ook een bewegende lichtbron kunnen gebruiken. Deze bron zou b.v. de lichtvlek op het scherm van een katodestraalbuis kunnen zijn (of liever een verticaal lijntje op het scherm om inbranden te voorkomen en de invloed van ongelijkmatigheden in de fosfor te vermijden). Door de lichtvlek met een geschikte snelheid horizontaal over het scherm te laten lopen, kan men ervoor zorgen dat de beeldelementen met de gewenste snelheid langs de fotocel gaan.

De bewegende lichtbron kan men ook maken met behulp van een tweede foto-elastische vertragingslijn, waarin men een enkele impuls laat lopen, die een bewegende poort vormt voor een evenwijdige lichtbundel. Met een optisch systeem van geschikte vergroting kan men een beeld van deze bewegende bron met de juiste snelheid over de eerste vertragingslijn laten lopen en aldus de gewenste verandering van de tijdschaal teweeg brengen.

Deze beide elektronisch bestuurde aftastmethodes hebben het voordeel dat men geen snel roterende spiegels nodig heeft, die moeilijk te synchroniseren zijn.

Met de ingewikkelde opstelling waartoe we in dit voorbeeld gekomen zijn, en waarin verscheidene vertragingslijnen voor verschillende doeleinden worden gecombineerd, willen we dit overzicht van toepassingen van vertragingslijnen in de televisie besluiten.

Samenvatting. In ultrasone vertragingslijnen wordt de betrekkelijk geringe snelheid van mechanische golven in vaste stoffen en vloeistoffen gebruikt om aan elektrische signalen met grote bandbreedte een vertraging te geven ten bedrage van enkele μs tot verscheidene ms. Een ultrasone vertragingslijn bevat drie onderdelen: een ingangstransducent, die het elektrische signaal in een identieke mechanische trilling omzet; het vertragingsmedium; en een uitgangstransducent, die de mechanische trilling weer omzet in een identiek elektrisch signaal (de frequentie van het elektrische signaal is gewoonlijk veel hoger dan 20 kHz, vandaar de naam „ultrasoon"). Er bestaan drie soorten ultrasone vertragingslijnen, die resp. met een draad, een vloeistof en een vast continuüm als vertragingsmedium werken. Voor toepassing in de televisie komen gewoonlijk alleen vastestof- en vloeistof-vertragingslijnen in aanmerking. Heeft men een vertraging van een beeldlijnperiode nodig, dan kan een kwik-vertragingslijn worden gebruikt. Voor een vertraging met een rasterperiode is een kwartsglas-vertragingslijn beter. Als transducenten voor vastestof- en vloeistof-vertragingslijnen gebruikt men plaatjes van een kwartskristal of van een ferro-elektrisch keramisch materiaal. De transducenten moeten voldoend grote laterale afmetingen hebben om de mechanische signalen grotendeels binnen een nauwe hoek uit te zenden en te ontvangen. Bij transducenten met lage waarden van de elektromechanische koppelingscoëfficiënt k moet de mechanische impedantie aangepast zijn bij die van het vertragingsmedium. Bij transducenten met hoge waarden van k is elektrische aanpassing aan de ingangs- en uitgangsnetwerken noodzakelijk; deze is moeilijk te berekenen. In het artikel wordt een tabel met de eigenschappen van een aantal typische vertragingslijnen gegeven.

Onder de toepassingen van ultrasone vertragingslijnen op het gebied van de televisie wordt als eerste genoemd die in de *„Scophony"-ontvanger* uit de jaren '30. Hierbij werden de dichtheidsvariaties van water, waarmee een mechanische golf in het water gepaard gaat, gebruikt om een lichtbundel dwars op de bundelrichting te moduleren en hierdoor een beeld te ontwerpen. Als volgende toepassing wordt besproken hoe men met behulp van een vertraging van een rasterperiode de *traagheidseffecten* in een vidicon-opneembuis kan compenseren. De vervorming door de *verticale vlekafmeting* van televisieopneembuizen kan men corrigeren met behulp van een vertraging van een lijnperiode, of beter van een rasterperiode. Van een vertragingslijn met een vertraging van een lijnperiode wordt ook gebruik gemaakt in ontvangers voor *kleurentelevisie* volgens de methodes „Secam" en „PAL". Met behulp van een instelbare kwikvertragingslijn heeft men de invloed van *reflexies* aan passerende vliegtuigen op televisieontvangst kunnen nabootsen. Ten slotte is onlangs voorgesteld om een of meer vertragingslijnen te gebruiken voor een *synchrone lijnenvertaling* tussen twee televisiesystemen, b.v. voor de omzetting van 625 in 405 beeldlijnen.

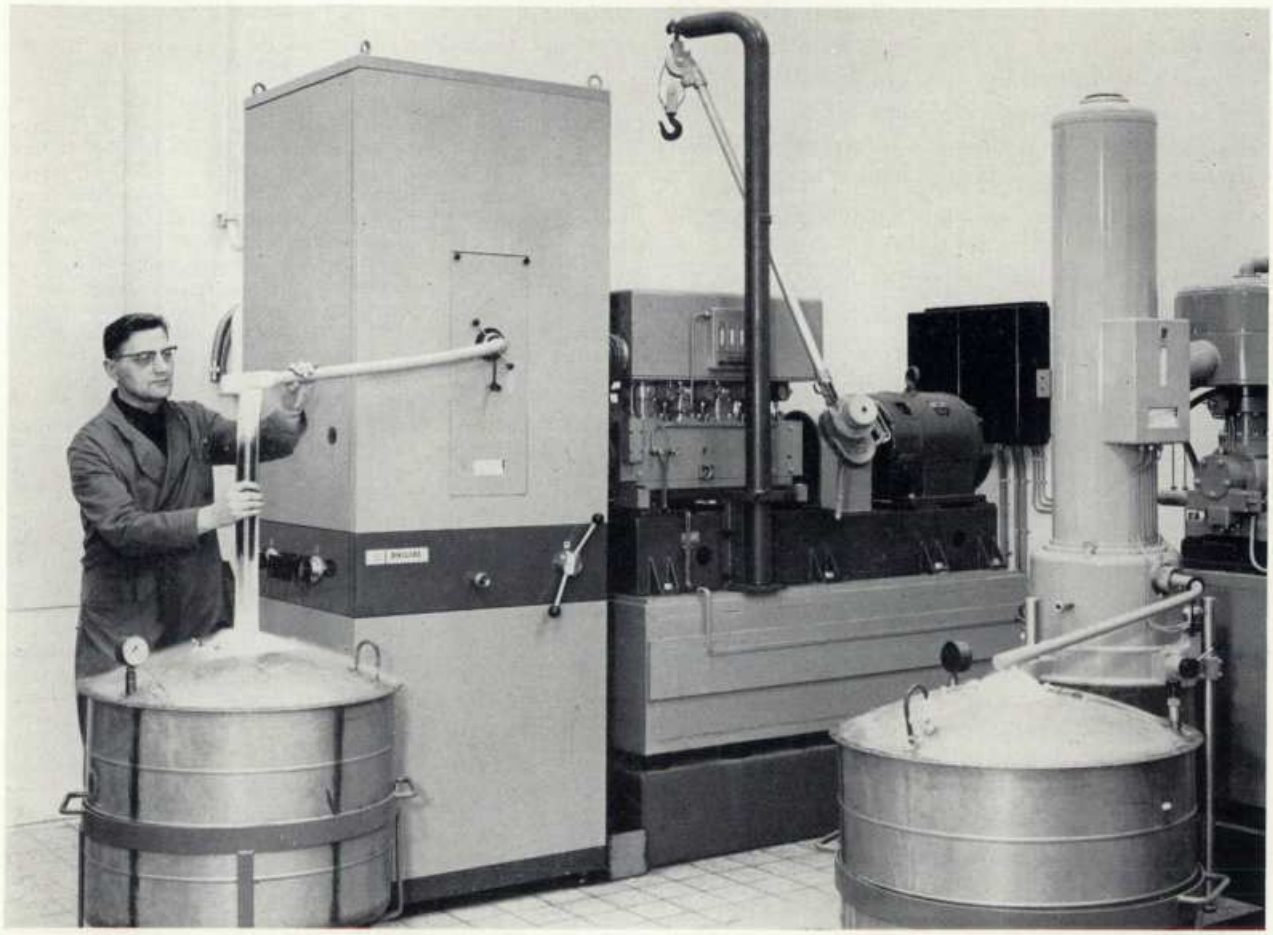
RECTIFICATIE

In het artikel „Nieuwe lagervormen: gaslager en spiraalgroeflager", Philips techn. T. **25**, 1963 (no. 9), leze men op blz. 307, rechter kolom, regel 4 van onder: $c_s = 300$ N/mm, en op blz. 312, linker kolom, regel 11 van onder: $h_2 < 15$ μm. Noot [17]) op blz. 309 moet luiden: H. Rinia, Verslag gewone Vergad. Afd. Natuurk. Kon. Ned. Akad. Wetensch. **70**, 144, 1961.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!

www.freeservicemanuals.info 11/14/2023

PRODUKTIECENTRUM VOOR VLOEIBARE STIKSTOF



In de laatste tien jaar zijn vele laboratoria uitgerust met een Philips koudgaskoelmachine om zelf in hun behoefte aan vloeibare lucht te voorzien. Daar men in vele gevallen liever werkt met zuivere vloeibare stikstof, worden vele dezer machines gebruikt in combinatie met een eveneens door Philips ontwikkelde luchtsplitsingskolom die bij de koudgaskoelmachine is aangepast. In onze eigen laboratoria is — evenals elders — de ervaring opgedaan dat de gemakkelijke verkrijgbaarheid van vloeibare lucht of stikstof het verbruik sterk stimuleert. De vroeger beschreven kleine installatie [1)2)], die in zijn tegenwoordige uitvoering 6,5 l vloeibare stikstof per uur levert, blijkt na verloop van tijd dikwijls te klein. Met het oog hierop is een koudgaskoelmachine ontwikkeld waarin vier van de oorspronkelijke eencilindermachines zijn verenigd. Een hierbij passende grotere luchtsplitsingskolom is eveneens verkrijgbaar.

Bovenstaande foto is genomen in het produktiecentrum voor vloeibare stikstof in het nieuwe gebouw dat onlangs door Philips' Natuurkundig Laboratorium in gebruik is genomen [3)]. Geheel rechts ziet men (gedeeltelijk) een koudgaskoelmachine in eencylinderuitvoering, met daarnaast de luchtsplitsingskolom, waarin de vloeibare stikstof wordt afgescheiden. In het midden staat de viercilinderuitvoering met in de hoge kast links ervan de grote luchtsplitsingskolom. Deze installatie levert vloeibare stikstof met een zuiverheid beter dan 99,5%. De produktie kan worden geregeld in het gebied tussen 15 en 30 l per uur. De vloeibare stikstof wordt opgevangen in de ronde vaten op de voorgrond.

Een bijzonderheid van de toegepaste methodes van scheiding en condensatie is dat de lucht en de daaruit af te scheiden en te condenseren stikstof nergens gecomprimeerd worden. Afgezien van de ruimten in de koudgaskoelmachine waar zich het koudeproducerende stirlingproces afspeelt, heerst overal in de installatie atmosferische druk.

De grote installatie kan continu werken tot zij ca. 7000 l vloeibare stikstof heeft geleverd. Deze hoeveelheid is begrensd doordat de te condenseren lucht waterdamp en koolzuurgas bevat, die moeten worden uitgevroren. Dit gebeurt in de zg. sneeuwafscheider [4)]. De sneeuwafscheider is tot zijn maximale capaciteit gevuld als ca. 7000 l vloeibare stikstof is geproduceerd. Na het ontdooien — dat ca. 5 uur duurt en waarvoor warme lucht wordt gebruikt, — is een aanloopperiode van ca. 1,5 uur nodig alvorens de gebruikstoestand wordt bereikt. De warme lucht wordt geleverd door een hulpapparaat (niet zichtbaar op de foto) dat op de installatie kan worden aangesloten. De kruk met twee zwarte knoppen op de voorzijde van de kast waarin zich de grote luchtsplitsingskolom bevindt, heeft dienovereenkomstig drie standen: aanlopen, gebruik, ontdooien. Met de kleine knop links van de genoemde kruk kan men de stroom afgeblazen zuurstof regelen en zo de stikstof de vereiste zuiverheid geven. Achter het venster verticaal boven deze knop bevinden zich twee vloeistofmanometers. De aanwijzingen hiervan geven de aangezogen luchtstroom en de afgeblazen zuurstofstroom aan.

Het hefwerktuig op de koudgaskoelmachine wordt bij de periodieke onderhoudswerkzaamheden gebruikt om de kop van de machine af te lichten.

[1)] J. W. L. Köhler en C. O. Jonkers, Grondslagen van de koudgaskoelmachine, en Constructie van een koudgaskoelmachine, Philips techn. T. **16**, 33-43 en 61-71, 1954.

[2)] J. van der Ster en J. W. L. Köhler, Een kleine luchtsplitsingsinstallatie met koudgaskoelmachine voor het maken van vloeibare stikstof, Philips techn. T. **20**, 196-206, 1958.

[3)] Philips techn. T. **25**, 157, 1963 (no. 6/7).

[4)] C. J. M. van der Laan en K. Roozendaal, Een sneeuwafscheider voor vloeibareluchtinstallaties, Philips techn. T. **23**, 59-66, 1961.

Digitized in Heiloo the Netherlands Not for sale!